



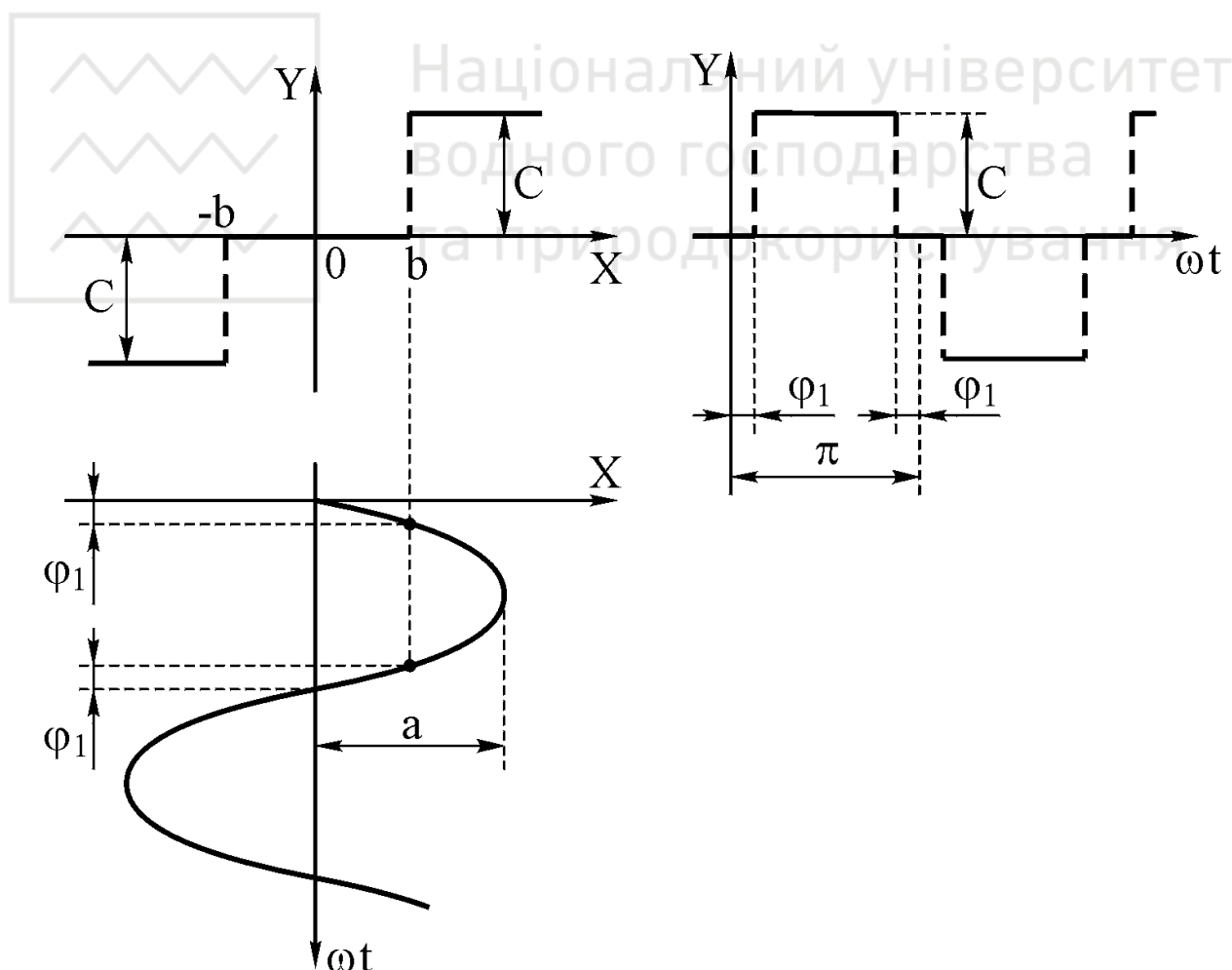
А. В. Рудик

І. В. Барановський

РАДІОАВТОМАТИКА

Частина 2

НЕЛІНІЙНІ СИСТЕМИ РАДІОАВТОМАТИКИ





Національний університет
водного господарства
та природокористування

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

А. В. Рудик, І. В. Барановський

РАДІОАВТОМАТИКА

Частина 2

НЕЛІНІЙНІ СИСТЕМИ РАДІОАВТОМАТИКИ

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів спеціальностей 7.090701 “Радіотехніка” та 7.090703 “Апаратура радіозв’язку, радіомовлення та телебачення”. Протокол № 5 від 27 грудня 2000 р.

Вінниця ВДТУ 2001



УДК 621.3
Р 34

Рецензенти:

В.О.Поджаренко, доктор технічних наук, професор
О.Г.Гуцало, доктор технічних наук, професор
О.В.Бісікало, кандидат технічних наук, доцент

Рекомендовано до видання Ученою радою Вінницького державного технічного університету Міністерства освіти і науки України

Рудик А.В., Барановський І.В.

Р 34 Радіоавтоматика. Частина 2. Нелінійні системи радіоавтоматики.

Навчальний посібник. – Вінниця: ВДГУ, 2001. – 177 с.

В навчальному посібнику наведені теоретичні відомості щодо основних методів описання нелінійних неперервних систем радіоавтоматики. Розглянуто основні передаточні функції та характеристики таких систем, а також питання дослідження стійкості та визначення показників якості роботи. Проаналізовано основні питання проектування типових систем радіоавтоматики. Наведені практичні приклади аналізу та розрахунку нелінійних неперервних систем радіоавтоматики. Викладено способи підвищення точності та швидкодії автоматичних систем.

Навчальний посібник призначений для студентів вузів, які навчаються за спеціальностями 7.090701 “Радіотехніка” та 7.090703 “Апаратура радіозв’язку, радіомовлення та телебачення”.

УДК 621.3

© А.В. Рудик, І.В. Барановський, 2001



З М І С Т

Вступ.....	6
1. Властивості та особливості аналізу нелінійних систем радіоавтоматики.....	8
1.1. Види нелінійних систем радіоавтоматики.....	8
1.2. Основні види нелінійностей систем радіоавтоматики.....	9
1.3. Особливості процесів в нелінійних системах радіоавтоматики	12
1.4. Методи дослідження нелінійних систем радіоавтоматики.....	12
1.5. Основи методу гармонічної лінеаризації.....	14
1.6. Гармонічна лінеаризація типових нелінійностей.....	17
1.7. Аналіз стійкості нелінійних систем радіоавтоматики.....	21
1.8. Розрахунок автоколивань за критерієм Найквіста.....	23
1.9. Основи методу статистичної лінеаризації.....	28
1.10. Статистична лінеаризація типових нелінійностей.....	30
1.11. Використання методу статистичної лінеаризації для аналізу стаціонарних режимів та зриву стеження.....	32
1.12. Особливості аналізу стійкості нелінійних систем. Критерій В.М.Попова.....	35
1.13. Структурні перетворення нелінійних систем радіоавтомати- ки.....	37
1.14. Двоконтурні нелінійні системи радіоавтоматики.....	40
Контрольні запитання.....	42
2. Особливості оптимальних систем радіоавтоматики....	43
2.1. Загальна характеристика та класифікація оптимальних систем радіоавтоматики.....	43
2.2. Принципи побудови оптимальних систем радіоавтоматики....	44
2.3. Синтез оптимальних систем радіоавтоматики.....	47
Контрольні запитання.....	50
3. Адаптивні системи радіоавтоматики.....	51
3.1. Загальна характеристика та класифікація адаптивних систем..	51
3.2. Системи, самоналагоджувані за еталонною моделлю.....	53
3.3. Використання ССН за еталонною моделлю в підсилювачах.....	56
3.4. Принципи побудови екстремальних систем.....	59



3.5. Фазові методи побудови екстремальних регуляторів.....	61
3.6. Екстремальні регулятори з додатковим пошуковим сигналом.	63
Контрольні запитання.....	65
4. Основні елементи систем радіоавтоматики.....	66
4.1. Частотні дискримінатори.....	66
4.2. Розрахунок частотних дискримінаторів на розладнаних кон- турах.....	73
4.3. Розрахунок частотних дискримінаторів на зв'язаних контурах	78
4.4. Фазові дискримінатори.....	83
4.5. Розрахунок фазового дискримінатора.....	93
4.6. Часові дискримінатори.....	95
4.7. Статичні еквіваленти дискримінаторів.....	98
Контрольні запитання.....	99
5. Типові системи радіоавтоматики.....	101
5.1. Потенціометрична слідкувальна система.....	101
5.2. Системи автоматичного регулювання підсилення в радіо- приймачах.....	104
5.2.1. Основні положення та визначення.....	104
5.2.2. Система АРП без зворотного зв'язку.....	105
5.2.3. Система АРП зі зворотним зв'язком.....	106
5.2.4. Динамічний режим систем АРП.....	110
5.3. Системи частотного автопідстроювання частоти.....	115
5.3.1. Статичні системи частотного автопідстроювання час- оти.....	115
5.3.2. Астатичні системи частотного автопідстроювання час- оти.....	119
5.3.3. Комбіновані системи частотного автопідстроювання ча- стоти.....	122
5.4. Системи фазового автопідстроювання частоти.....	135
5.5. Системи автоматичного регулювання смуги пропускання.....	141
5.6. Системи автоматичного настроювання контурів радіопереда- вача.....	145
5.6.1. Класифікація систем автоматичного настроювання кон- турів.....	145
5.6.2. Екстремальна система АНК з керуванням за збуджен- ням.....	146



5.6.3. Екстремальна система АНК з неперервним незалежним пошуком з використанням похідної вихідної величини..	148
5.6.4. Екстремальна система АНК з запам'ятовуванням екстремуму.....	151
5.6.5. Екстремальна система АНК з параметричною модуляцією.....	152
5.6.6. Крокова екстремальна система АНК зі сталими абсолютною величиною та тривалістю кроку.....	154
5.6.7. Крокова екстремальна система АНК зі сталою тривалістю та різною абсолютною величиною кроку.....	156
5.6.8. Система АНК зі стабілізацією фази сигналу.....	157
5.6.9. Система АНК з пасивним настроюванням.....	158
5.7. Системи автоматичного настроювання узгоджувальних пристроїв.....	158
5.8. Системи фазового автопідстроювання.....	162
Контрольні запитання.....	172
Список літератури.....	174



ВСТУП

Радіоавтоматика (РА) – це наука про загальні принципи та методи побудови систем автоматичного управління в радіотехніці та радіоелектроніці, тобто систем, які виконують поставлені перед ними задачі без безпосередньої участі людини (оператора). Системи РА можна розділити на два основних класи: розімкнені (циклічні), які діють за жорсткою програмою, та замкнені (ациклічні), які діють на основі принципу зворотного зв'язку.

Надійність та якість систем РА багато в чому визначає характеристики радіоапаратури та систем радіоуправління.

Виділення систем РА в самостійний клас обумовлено їх особливостями, пов'язаними з умовами роботи у складі радіотехнічних пристроїв та систем радіоуправління, в яких відбувається обробка параметрів радіосигналів на фоні різного типу завад.

Системи РА почали використовуватися в 30-х роках двадцятого століття для автоматичного регулювання підсилення в приймачах. Розвиток радіотехнічних пристроїв викликав не тільки підвищення вимог до якості роботи систем РА, але і до їх функціонального ускладнення, в результаті чого багато технічних задач вже не можуть бути вирішені за допомогою систем РА, що базуються на аналоговій техніці. Тому в наш час в радіотехнічних системах та системах радіоуправління дуже поширені системи РА, які ґрунтуються на останніх досягненнях мікроелектроніки та мікропроцесорної техніки.

Методи аналізу та проектування сучасних систем РА можуть бути розділені на дві групи. Перша група ґрунтується на добре відомих перетвореннях Лапласа, Фур'є та Z-перетворенні. Друга група використовує поняття простору станів та дозволяє оцінювати процеси в системах РА в області дійсного змінного. Використання другої групи методів пов'язано з використанням великого обсягу складних обчислень, які можуть бути реалізовані переважно на ЕОМ. Тому при аналізі та синтезі систем РА велику роль відіграють методи моделювання як на аналогових обчислювальних машинах, так і на цифрових.

В сучасних радіотехнічних пристроях різного призначення та системах радіоуправління використовуються автоматичні системи, які називають системами радіоавтоматики (системами РА). До таких систем відносяться системи частотної та фазової автопідстройки частоти, автоматичного регулювання підсилення, вимірювачі відстані, різноманітні слідкувальні фільтри, системи вимірювання координат рухомих об'єктів та ін.

Статистичний підхід до аналізу та синтезу систем РА обумовлений вирішенням проблеми оптимальної побудови систем автоматичного керування.



В результаті вирішення цієї проблеми були розроблені критерії якості (критерії оптимальності) у вигляді функціоналів, які слід мінімізувати в процесі синтезу системи РА.

Оптимальні методи проектування характерні не тільки для систем автоматичного регулювання та керування. Ці методи в наш час знаходять використання практично у всіх галузях науки, техніки та економіки.

Слід відзначити, що вирішення задач оптимізації потребує знання апріорної інформації про сигнали, що діють в системі, а саме знання їх статистичних характеристик (кореляційних функцій, спектральних густин, функцій розподілу і т. і.). Тому прийняті в процесі синтезу системи статистичні характеристики системи можуть значно відрізнятися від характеристик реальних сигналів, тобто більшість методів оптимального синтезу можна використовувати тільки в тих випадках, коли є впевненість у тому, що прийняті при розрахунках статистичні характеристики сигналів будуть близькими до реальних.

Розробка та проектування систем РА є складною задачею, яка складається з таких етапів:

- визначення параметрів та характеристик об'єкта регулювання і умов його роботи; складання математичних моделей;
- вибір елементів схеми з урахуванням статичних, динамічних, енергетичних та експлуатаційних вимог;
- визначення законів регулювання та розрахунок коригувальних пристроїв, які забезпечують задані вимоги;
- уточнення структурної схеми системи РА, вибір та розрахунок її елементів і параметрів;
- експериментальні дослідження системи РА (або її окремих частин) в лабораторних умовах та внесення відповідних уточнень в її схему і конструкцію;
- проектування та виробництво системи РА;
- налаштування системи РА в реальних умовах її роботи.

Основною метою навчального посібника є викладення основ вказаних методів аналізу та синтезу нелінійних систем РА. Знання, отримані студентами в процесі вивчення курсу “Основи радіоавтоматики”, будуть корисні при вивченні наступних дисциплін навчального плану підготовки спеціалістів в області радіотехніки та радіозв'язку, особливо при вивченні другої частини курсу – дисципліни “Радіоавтоматика”.



1. ВЛАСТИВОСТІ ТА ОСОБЛИВОСТІ АНАЛІЗУ НЕЛІНІЙНИХ СИСТЕМ РАДІОАВТОМАТИКИ

1.1. Види нелінійних систем радіоавтоматики

Нелінійною називають систему, яка описується нелінійним диференціальним рівнянням. Така система є нелінійною внаслідок наявності в ній одного або декількох кіл, які описуються нелінійним диференціальним рівнянням або мають нелінійну статичну характеристику. При цьому до складу системи можуть входити лінійні кола або кола, лінеаризовані традиційними методами.

Нелінійним називають таке коло, яке не підлягає лінеаризації, тобто відмова від врахування його нелінійних властивостей суттєво спотворює результати подальшого аналізу та робить їх непридатними. Нелінійні кола можуть входити до складу системи радіоавтоматики як внаслідок реалізації тих або інших технічних пристроїв, так і тоді, коли нелінійні залежності спеціально вводять в систему для отримання деяких бажаних її властивостей.

Нелінійні елементи (кола) можна класифікувати за ознаками симетрії, гладкості та однозначності характеристик [30].

Якщо статична характеристика $Y = f(X)$ задовольняє умову $f(X) = f(-X)$, то така характеристика є симетричною відносно осі координат, носить назву парно-симетричної та належить нереверсивному елементу.

Якщо статична характеристика $Y = f(X)$ задовольняє умову $f(X) = -f(-X)$, то така характеристика є симетричною відносно початку координат, носить назву непарно-симетричної та належить реверсивному елементу.

Статична характеристика, яка не задовольняє цих умов, носить назву несиметричної.

Статична характеристика $f(X)$ носить назву гладкої, якщо похідна $\frac{df(X)}{dX}$ буде неперервною на всьому інтервалі існування функції $f(X)$. Якщо ця похідна в деяких точках має розриви першого роду, то статична характеристика відноситься до ламаної.

Якщо кожному значенню вхідного сигналу X відповідає одне визначене значення Y вихідного сигналу елемента, то статичну характеристику такого елемента називають однозначною. У випадку, коли одному значенню вхідного сигналу X відповідає декілька значень вихідного сигналу Y з врахуванням режиму роботи, статична характеристика носить назву багатозначної або неоднозначної.



Для нелінійних елементів суттєвим є те, що:

1) порушується принцип суперпозиції (не можна використовувати перетворення Лапласа та Фур'є при переході від часової області в частотну і навпаки);

2) статичні характеристики не можуть бути лінеаризовані шляхом розкладання нелінійної функції в ряд, наприклад, ряд Тейлора.

Таким чином, математичні методи аналізу нелінійних елементів повинні враховувати відзначені особливості та володіти математичним апаратом для описування властивостей елемента як в статичному, так і в динамічному режимі його роботи.

1.2. Основні види нелінійностей систем радіоавтоматики

Одним з характерних видів нелінійних статичних характеристик елемента $Y = f(X)$ є характеристики релейного типу (рис.1.1). Вони притаманні різним типам реле (електронні, електричні, пневматичні, механічні і т.і.), які досить часто використовуються в системах РА [46].

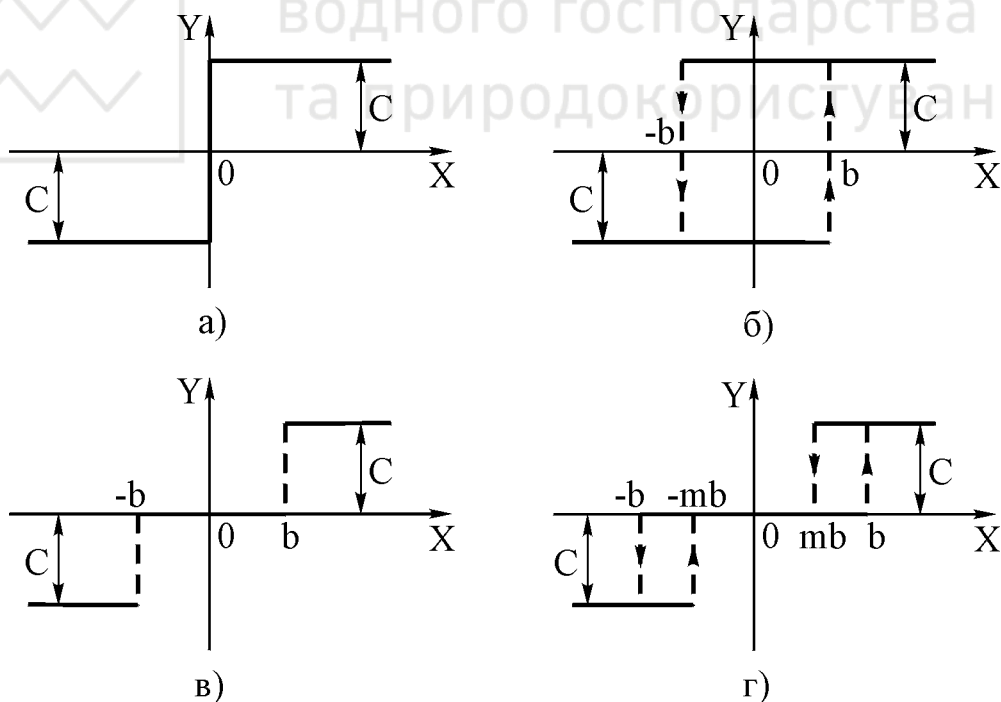


Рис.1.1. Статичні характеристики реле: а – двопозиційне ідеальне; б – двопозиційне з гістерезисом; в – трипозиційне ідеальне; г – трипозиційне з гістерезисом

Для характеристики, наведеної на рис.1.1, а може бути записана аналітична залежність виду $Y = f(X) = C \cdot \text{sign } X$, а для характеристики, наведеної на рис.1.1, в, залежність виду

$$Y = \begin{cases} C, & \text{при } X \geq b; \\ 0, & \text{при } |X| < b; \\ -C, & \text{при } X \leq -b. \end{cases}$$

Аналогічно можна записати аналітичні співвідношення для характеристик, наведених на рис.1.1, в, г.

Нелінійна статична характеристика може бути неперервною (рис.1.2). Характеристики, наведені на рис.1.2, а, б, мають, як правило, всі підсилювачі, а характеристика, наведена на рис.1.2, в, відповідає виконавчим елементам (електродвигуни різного типу). В останньому випадку вхідний сигнал X являє собою напругу, прикладену до електродвигуна, а вихідним сигналом є частота його обертання. Поява зони нечутливості пояснюється наявністю сил сухого тертя на осі електродвигуна, редуктора та об'єкта управління.

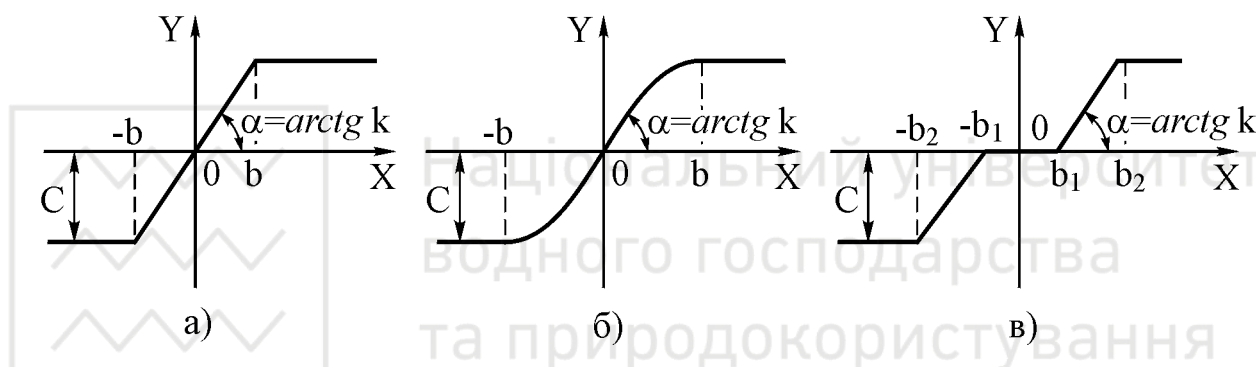


Рис.1.2. Статичні характеристики: а, б – обмежено-лінійне коло з насиченням; в – обмежено-лінійне коло з зоною нечутливості та насиченням

Криволінійні статичні характеристики довільного типу (рис.1.3) властиві багатьом радіотехнічним функціональним елементам.

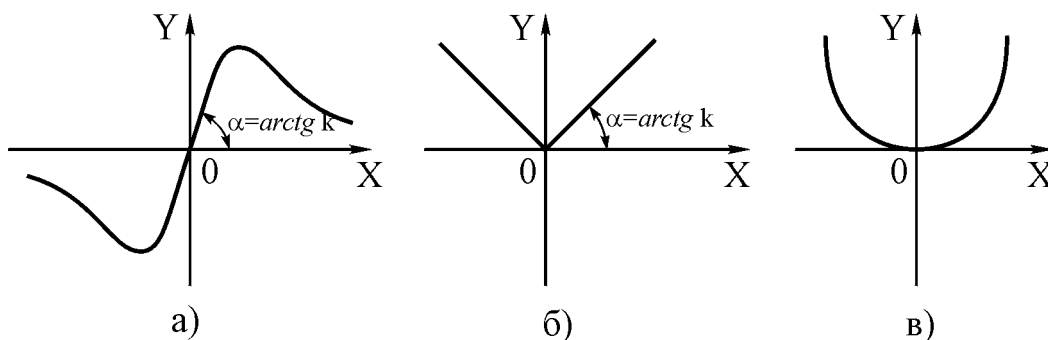


Рис.1.3. Статичні характеристики: а – дискримінатори; б, в – лінійний та квадратичний детектори

Разом з однозначними характеристиками (рис.1.3) в системах РА зустрічаються і неоднозначні статичні характеристики (рис.1.4). Характеристика, наведена на рис.1.4, а, може визначатися, наприклад, кривою намагнічу-



вання осердя, а характеристика, наведена на рис.1.4, б, описує редуктор, який з'єднує електродвигун з об'єктом керування. В системах РА зустрічаються статичні характеристики і більш складного виду.

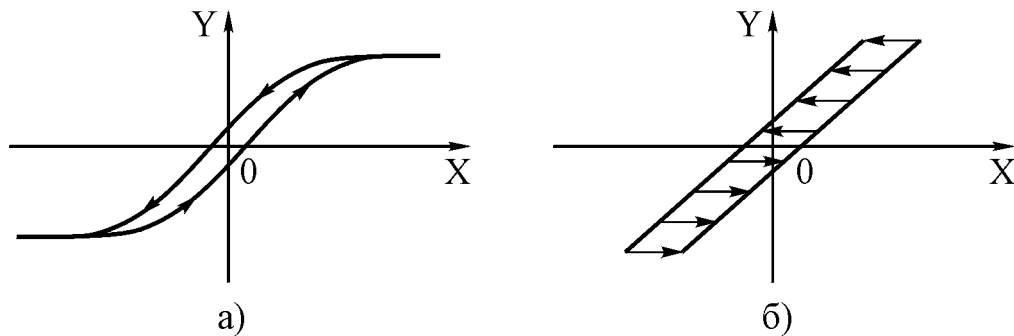


Рис.1.4. Статичні характеристики: а – гістерезисна залежність; б – люфт в механічній передачі

Динамічні нелінійності описуються нелінійними диференціальними рівняннями. Наприклад, в функції вхідного або вихідного сигналів може змінюватися “стала часу” в диференціальному рівнянні аперіодичного кола першого порядку: $f[X(t)] \frac{dY(t)}{dt} + Y(t) = kX(t)$, $f[Y(t)] \frac{dY(t)}{dt} + Y(t) = kX(t)$.

Другим прикладом може бути нелінійна залежність коефіцієнта демпфірування коливального контуру від вхідного сигналу

$$\tau^2 \frac{d^2 Y(t)}{dt^2} + f[X(t)] \frac{dY(t)}{dt} + Y(t) = kX(t).$$

В деяких випадках в функції вхідного або вихідного сигналів може змінюватися структура системи РА, що також відповідає появі нелінійності. Такі системи носять назву систем із змінною структурою.

Для покращання якості керування або для надання системі бажаних властивостей можна використовувати нелінійні закони керування. Так, при формуванні сигналу керування як функції помилки керування можуть використовуватися залежності

$$Z = k(1 + b \cdot |E|) \cdot E, \quad Z = k(\text{sign } E) \sqrt{1 + b \cdot |E|}.$$

В першому випадку буде спостерігатись більш енергійна дія регулятора при великих відхиленнях E та більший запас стійкості в усталеному режимі. В другому випадку при великих відхиленнях буде менш енергійне, але більш плавне керування та підвищена точність (можливо з меншим запасом стійкості) в усталеному режимі. Такі нелінійні закони керування носять назву функціональних [4].

Крім того, в системах РА використовуються логічні нелінійні закони керування, коли формування сигналу керування відбувається за допомогою



різних логічних пристроїв, які оптимізують нелінійні закони, що відповідають оптимальній нелінійній фільтрації і т.і.

1.3. Особливості процесів в нелінійних системах радіоавтоматики

В нелінійних системах РА процеси мають особливості, які не зустрічаються в лінійних системах.

В нелінійних системах не використовується принцип суперпозиції, який дозволяє в лінійних системах визначати вихідний сигнал як суму складових, які викликані дією різних факторів (вхідного сигналу, збуджувальних дій, завад). Тому вихідний сигнал при наявності різних дій повинний визначатися для всіх дій в сукупності.

Поняття стійкості в нелінійних системах теж стає більш складним. Можливо, що значення початкових умов або відхилень, які спостерігаються в системах РА, будуть впливати на стійкість. Так, може бути, що для “малих” відхилень, які не перевищують деяких значень, або початкових умов, система буде стійкою, а для “великих” відхилень, які перевищують ці значення, – нестійкою. В цьому випадку система буде стійкою “в малому” та нестійкою “у великому”. Можлива і зворотна ситуація, коли система є стійкою “у великому” та нестійкою “в малому”. Якщо система РА стійка при будь-яких відхиленнях, то вважають, що система стійка “в цілому”.

В нелінійних системах можливий новий вид усталеного режиму, який носить назву автоколивань. Під автоколиваннями розуміють стійкі власні коливання із сталими значеннями амплітуди та частоти. Для виникнення автоколивань не потрібне зовнішнє джерело збудження. Вони виникають довільно та можуть існувати необмежений час.

1.4. Методи дослідження нелінійних систем радіоавтоматики

Загальним методом дослідження стійкості нелінійних систем є прямий метод Ляпунова. В його основі лежить теорема Ляпунова про стійкість нелінійних систем. В якості апарату дослідження використовується функція Ляпунова, яка являє собою знаковизначену функцію координат системи, що також має знаковизначену часову похідну. Але використання цього методу обмежено його складністю.

Більш простим методом розрахунку стійкості нелінійних систем є метод, розроблений румунським вченим В.М. Поповим. Однак він використовується тільки для деяких окремих випадків.



Процеси в нелінійній системі можуть бути досліджені на основі кусково–лінійної апроксимації. В цьому випадку нелінійні характеристики окремих кіл розбивають на ряд лінійних ділянок, в межах яких задача вирішується достатньо просто. На межах ділянок необхідно провести “зшивання” окремих частин процесу в один процес. Цей метод використовується, якщо кількість ділянок, на які розбивається нелінійна характеристика, невелика, наприклад, для релейних характеристик (див. рис.1.1). При більшій кількості ділянок метод стає занадто трудомістким. Однак використання ЕОМ дозволяє виключити цю складність та розраховувати процеси в нелінійних системах при будь-яких нелінійних характеристиках та взагалі при наявності нелінійних залежностей довільного виду.

Метод фазового простору дозволяє досліджувати системи з нелінійностями довільного виду, а також з декількома нелінійностями. При цьому в фазовому просторі будують так званий фазовий портрет процесів, які відбуваються в нелінійній системі. По вигляду фазового портрету можна зробити висновки про стійкість, можливість виникнення автоколивань, точність в установлених режимах. Однак розмірність фазового простору дорівнює порядку диференціального рівняння нелінійної системи. Ця обставина ускладнює використання методу для дослідження систем, які описуються диференціальними рівняннями порядку, вище другого. У випадку диференціального рівняння другого порядку фазовий простір являє собою фазову площину, тому цей метод дуже часто використовується на практиці [4].

Для аналізу випадкових процесів в нелінійних системах РА можна використовувати математичний апарат теорії марківських випадкових процесів. Однак складність методу та можливість розв’язання рівняння Фоккера–Планка, яке необхідне при аналізі, тільки для рівнянь першого та в деяких випадках другого порядку, обмежує його використання [27].

Всі перераховані методи відносяться до числа точних. Їх складність та обмеженість використання призвели до розробки наближених, але більш простих методів дослідження нелінійних систем. Наближені методи дозволяють в багатьох випадках достатньо просто отримати наочні результати аналізу нелінійних систем [4].

Метод гармонічної лінеаризації оснований на заміні нелінійного елемента його лінійним еквівалентом, при цьому еквівалентність досягається при законах зміни сигналів в системі, близьких до гармонічних. Це дозволяє досить просто досліджувати можливість виникнення автоколивань в системі. Однак цей метод може бути використаний також і для дослідження перехідних процесів [4].

Метод статистичної лінеаризації також оснований на заміні нелінійного елемента його лінійним еквівалентом, але при випадкових законах зміни сиг-



налів в системі. Метод дозволяє порівняно просто досліджувати поведінку нелінійної системи при випадкових діях та знайти деякі статистичні характеристики системи.

1.5. Основи методу гармонічної лінеаризації

Метод гармонічної лінеаризації базується на заміні нелінійного елемента лінійним, параметри якого визначаються при гармонічному входному сигналі за умови рівності амплітуд перших гармонік на виході нелінійного елемента та еквівалентного йому лінійного. Другим є те, що лінійна частина нелінійної системи РА виконує роль фільтра складових розкладання Фур'є більш високих порядків. Метод гармонічної лінеаризації суттєво спрощується при заміні реального нелінійного елемента типовою нелінійністю. Цей метод є наближеним, але він використовується для нелінійних систем, які описуються диференціальними рівняннями будь-якого порядку. Розглянемо використання цього методу для розрахунку автоколивань в системах РА.

Будемо вважати, що замкнену систему РА можна розділити на лінійну частину та нелінійний елемент (рис.1.5), а рівняння нелінійного елемента має вигляд $Y = f(X)$. Рівняння лінійної частини запишемо в загальному вигляді

$$X = K_L(p)Y = \frac{R(p)}{Q(p)}Y, \quad (1.1)$$

де $K_L(p)$ – передаточна функція лінійної частини; X та Y – відповідно вхідний та вихідний сигнали нелінійного елемента.

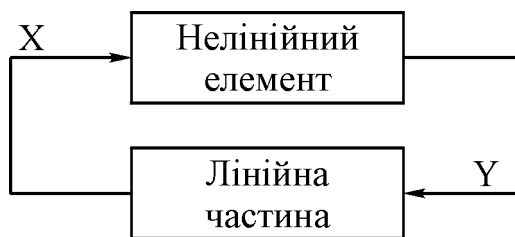


Рис.1.5. Замкнена система радіоавтоматики

Метод гармонічної лінеаризації може бути використаний і для більш складних нелінійних залежностей, наприклад $Y = f\left(X, \frac{dX}{dt}\right)$; $Y = f\left(X, \frac{dY}{dt}\right)$;

$$Y = f\left(X, \frac{dX}{dt}, \frac{dY}{dt}\right) \text{ і т.д.}$$

Автоколивання в системі будуть несинусоїдальними, однак будемо вважати, що для вхідного сигналу X вони наближаються до гармонічної функції. Це обмеження можна ввести тому, що лінійна частина, як правило, є фільтром низьких частот. Тому лінійна частина буде фільтрувати гармоніки висо-



ких частот вихідного сигналу Y . Якщо це припущення не виконується і лінійна частина являє собою, наприклад, фільтр високих частот, то метод гармонічної лінеаризації може дати помилкові результати.

В зв'язку з вище наведеним будемо вважати, що на вхід нелінійного елемента потрапляє гармонічний сигнал $X = a \sin \omega t$. Підставивши це співвідношення в задану нелінійну функцію $Y = f(X)$, розкладемо її в ряд Фур'є:

$$Y = f(a \cdot \sin \omega t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (D_k \sin k\omega t + C_k \cos k\omega t).$$

Покладемо, що в автоколиваннях відсутня постійна складова, тобто виконується умова

$$C_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(a \sin \omega t) d(\omega t) = 0.$$

Ця умова виконується завжди, коли нелінійна характеристика симетрична відносно початку координат (див. рис.1.1÷1.4) та відсутня прикладена до нелінійного елемента зовнішня дія.

Можна знаходити автоколивання і при наявності постійної складової [4], але тоді розв'язок потрібно шукати у вигляді $X = X_0 + a \sin \omega t$.

В записаному розкладанні в ряд Фур'є проведемо заміну $\sin \omega t = \frac{X}{a}$; $\cos \omega t = \frac{pX}{a\omega}$ та відкинемо всі верхні гармоніки ряду, вважаючи, що їх не пропускає лінійна частина. Тоді для нелінійного елемента отримаємо наближене співвідношення

$$Y = q(a)X + q'(a)\frac{pX}{\omega}, \quad (1.2)$$

де $q(a)$ та $q'(a)$ – коефіцієнти гармонічної лінеаризації, які визначаються формулами розкладання в ряд Фур'є:

$$q(a) = \frac{D_1}{a} = \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} f(a \sin \omega t) \sin \omega t d(\omega t); \quad (1.3)$$

$$q'(a) = \frac{C_1}{a} = \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} f(a \sin \omega t) \cos \omega t d(\omega t). \quad (1.4)$$

Таким чином, нелінійне рівняння $Y = f(X)$ замінюється наближеним рівнянням для першої гармоніки (1.2), яке схоже на лінійне рівняння. Особливість його полягає в тому, що коефіцієнти рівняння залежать від амплітуди автоколивань. В загальному випадку при більш складному характері нелінійної залежності, наприклад $Y = f\left(X, \frac{dX}{dt}\right)$, ці коефіцієнти будуть функцією як амплітуди, так і частоти автоколивань.



Операція заміни нелінійного рівняння наближеним лінійним носить назву гармонічної лінеаризації, а коефіцієнти, знайдені за формулами (1.3) та (1.4), називають гармонічними коефіцієнтами передачі нелінійного елемента.

На основі рівняння лінійної частини системи (1.1) та наближеного рівняння нелінійного елемента (1.2) отримаємо передаточну функцію розімкненої системи

$$K_{\text{роз}}(p, a) = \frac{R(p)}{Q(p)} \left[q(a) + \frac{q'(a)}{\omega} p \right] \quad (1.5)$$

та характеристичне рівняння замкненої системи

$$Q(p) + R(p) \left[q(a) + \frac{q'(a)}{\omega} p \right] = 0. \quad (1.6)$$

З останнього співвідношення підстановкою $p = j\omega$ знаходимо частотну передаточну функцію розімкненої системи

$$K_{\text{роз}}(j\omega, a) = \frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)} [q(a) + jq'(a)]. \quad (1.7)$$

Її можна представити у вигляді добутку частотної передаточної функції лінійної частини системи $K_{\text{Л}}(j\omega)$, яка є функцією частоти, та еквівалентної передаточної функції нелінійного елемента, яка для розглянутого типу нелінійності є функцією тільки амплітуди:

$$K_{\text{роз}}(j\omega, a) = K_{\text{Л}}(j\omega) K_{\text{Н}}(a), \quad (1.8)$$

де $K_{\text{Л}}(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)}$; $K_{\text{Н}}(a) = q(a) + jq'(a)$.

Модуль еквівалентної передаточної функції нелінійного елемента

$$|K_{\text{Н}}(a)| = \sqrt{[q(a)]^2 + [q'(a)]^2} \quad (1.9)$$

дорівнює відношенню амплітуди першої гармоніки на його виході до амплітуди вхідного сигналу, а аргумент

$$\psi(a) = \arctg \frac{q'(a)}{q(a)} \quad (1.10)$$

визначає фазовий зсув між першою гармонікою на виході нелінійного елемента та синусоїдальним вхідним сигналом.

Для нелінійних елементів з однозначними та симетричними відносно початку координат характеристиками, які не мають гістерезисної петлі, коефіцієнт гармонічної лінеаризації $q'(a) = 0$. Тому для таких елементів еквівалентна передаточна функція є чисто реальною: $K_{\text{Н}}(a) = q(a)$ та $\psi(a) = 0$.

Іноді використовується величина, зворотна еквівалентній передаточній функції нелінійного елемента

$$Z_{\text{Н}}(a) = K_{\text{Н}}^{-1}(a) = U(a) + jV(a), \quad (1.11)$$



яка носить назву еквівалентного імпедансу нелінійного елемента. Її зручно використовувати при розрахунку автоколивань за критерієм Найквіста.

1.6. Гармонічна лінеаризація типових нелінійностей

В якості прикладу розглянемо релейну характеристику, наведену на рис.1.1, в. Оскільки для цієї характеристики $q'(a)=0$, то потрібно знайти тільки коефіцієнт $q(a)$ у відповідності з співвідношенням (1.3). Для цього подамо на вхід елемента гармонічний сигнал та побудуємо часову зміну вихідного сигналу (рис.1.6). В межах зони нечутливості $|X| < b$ вихідний сигнал дорівнює нулю, а за межами зони нечутливості $Y = \pm C$. Фазовий кут φ_1 , який відповідає $x = b$, дорівнює $\arcsin \frac{b}{a}$.

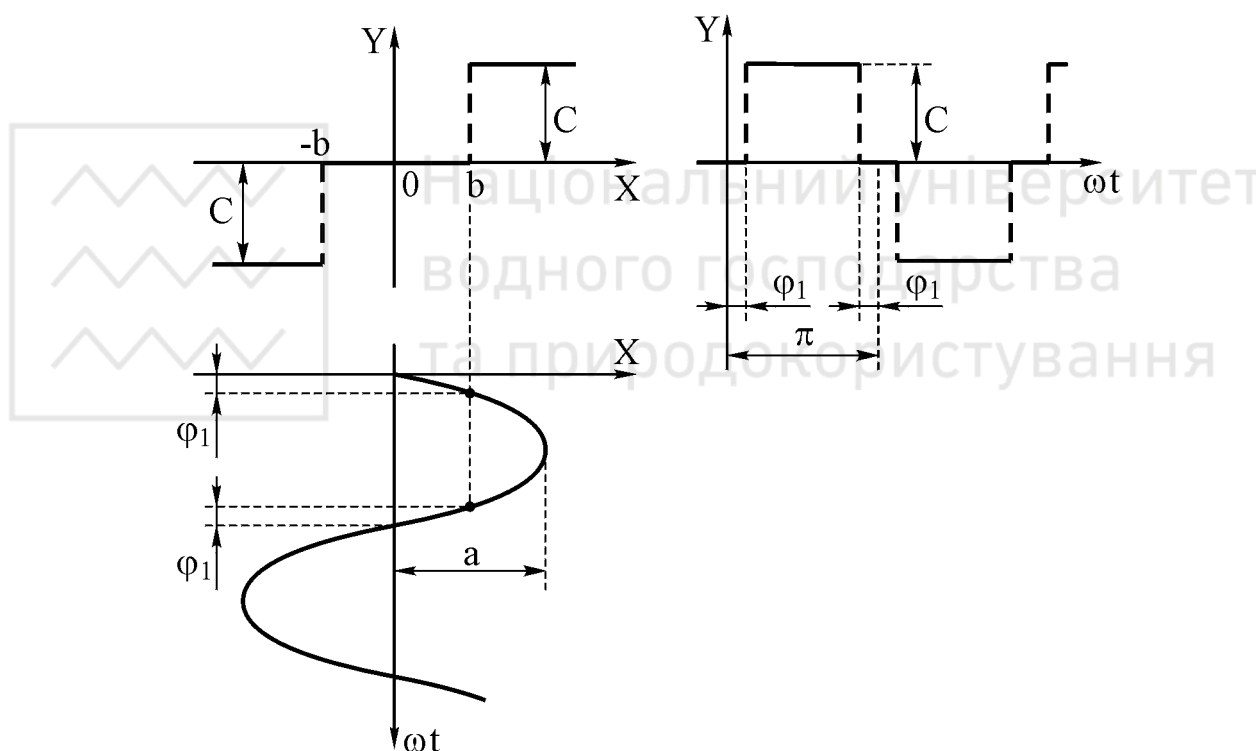


Рис.1.6. Графіки гармонічної лінеаризації релейної характеристики

Враховуючи симетрію підінтегральної функції, маємо

$$\begin{aligned} q(a) &= \frac{1}{\pi a} \int_0^{2\pi} f(a \sin \omega t) \sin \omega t d(\omega t) = \frac{4}{\pi a} \int_{\varphi_1}^{\pi/2} C \sin \omega t d(\omega t) = \frac{4C}{\pi a} \cos \varphi_1 = \\ &= \frac{4C}{\pi a} \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}}, \quad (a \geq b). \end{aligned} \quad (1.12)$$

Оскільки $q'(a)=0$, то

$$K_H(a) = q(a) = \frac{4C}{\pi a} \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}}, \quad (a \geq b). \quad (1.13)$$

Іноді розглядають нормовану еквівалентну передаточну функцію. Для



цього співвідношення (1.13) представляють у вигляді

$$q(a) = K_H(a) = \frac{C}{b} \times \frac{4b}{\pi a} \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}} = k \frac{4}{\pi \alpha} \sqrt{1 - \frac{1}{\alpha^2}} = k \cdot K_{HO}(\alpha). \quad (1.14)$$

Тут коефіцієнт $k = \frac{C}{b}$ може бути включений в передаточну функцію лінійної частини системи; $\alpha = \frac{a}{b}$ – відносна амплітуда вхідного сигналу; $K_{HO}(\alpha)$ – нормоване значення еквівалентної передаточної функції, яка відповідає релейній характеристиці при $b = 1$ та $c = 1$.

В таблиці 1.1 наведені результати гармонічної лінеаризації для деяких типових нелінійностей.

Таблиця 1.1

Статичні характеристики нелінійних елементів та їх коефіцієнти гармонічної лінеаризації

Статична характеристика	Аналітичні співвідношення для статичної характеристики	Коефіцієнти гармонічної лінеаризації
1	2	3
<p>1. Ідеальна релейна</p>	$Y = C \cdot \text{sign} X$	$q(a) = \frac{4C}{\pi a};$ $q'(a) = 0$
<p>2. Двопозиційне реле з гістерезисом</p>	$Y = \begin{cases} C \text{ при } X \geq b; \\ -C \text{ при } X < b; \end{cases} \dot{X} > 0$ $Y = \begin{cases} C \text{ при } X > -b; \\ -C \text{ при } X \leq -b. \end{cases} \dot{X} < 0$	$q(a) = \frac{4C}{\pi a} \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}};$ $q'(a) = -\frac{4Cb}{\pi a^2}$



1	2	3
<p>3. Трипозиційне реле без гістерезису</p>	$Y = \begin{cases} C \cdot \text{sign} X & \text{при } X \geq b; \\ 0 & \text{при } X < b. \end{cases}$	$q(a) = \frac{4C}{\pi a} \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}};$ $q'(a) = 0$
<p>4. Трипозиційне реле з гістерезисом</p>	$Y = \begin{cases} C \text{ при } X \geq b; \\ -C \text{ при } X \leq -mb; \\ 0 \text{ при } mb \leq X < b; \\ C \text{ при } X > mb; \\ -C \text{ при } X \leq -b; \\ 0 \text{ при } -b < X \leq mb. \end{cases} \begin{cases} X > 0 \\ X < 0 \end{cases}$	$q(a) = \frac{2C}{\pi a} \left(\sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}} + \sqrt{1 - \frac{m^2 b^2}{a^2}} \right);$ $q'(a) = -\frac{2Cb}{\pi a^2} (1 - m);$ $a > b$
<p>5. Ідеальний дискримінатор</p>	$Y = \begin{cases} kX & \text{при } X \leq b; \\ 0 & \text{при } X > b. \end{cases}$	$q(a) = \frac{2k}{\pi} \left[\arcsin \frac{b}{a} - \frac{1}{2} \sin \left(2 \arcsin \frac{b}{a} \right) \right];$ $q'(a) = 0$
<p>6. Насичення</p>	$Y = \begin{cases} kX & \text{при } X \leq b; \\ C \cdot \text{sign} X & \text{при } X > b. \end{cases}$	$q(a) = \frac{2k}{\pi} \left(\arcsin \frac{b}{a} + \frac{b}{a} \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}} \right);$ $q'(a) = 0$
<p>7. Зона нечутливості</p>	$Y = \begin{cases} 0 & \text{при } X \leq b; \\ k(X-b) & \text{при } X > b; \\ k(X+b) & \text{при } X < -b. \end{cases}$	$q(a) = k - \frac{2k}{\pi} \left(\arcsin \frac{b}{a} + \frac{b}{a} \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}} \right);$ $q'(a) = 0$



1	2	3
<p>8. Зона нечутливості з насиченням</p>	$Y = \begin{cases} 0 & \text{при } X \leq b_1; \\ k(X - b_1) & \text{при } b_1 < X < b_2; \\ k(X + b_1) & \text{при } -b_2 < X < -b_1; \\ C \cdot \text{sign} X & \text{при } X > b_2. \end{cases}$	$q(a) = \frac{2k}{\pi} \left(\arcsin \frac{b_2}{a} - \arcsin \frac{b_1}{a} + \frac{b_2}{a} \times \sqrt{1 - \frac{b_2^2}{a^2}} - \frac{b_1}{a} \sqrt{1 - \frac{b_1^2}{a^2}} \right);$ $q'(a) = 0$
<p>9. Люфт або зазор</p>	$Y = \begin{cases} kX - b & \text{при } \dot{X} > 0, \dot{Y} > 0; \\ kX + b & \text{при } \dot{X} < 0, \dot{Y} < 0; \\ -k(X_0 - b) & \text{при } \dot{X} > 0, \dot{Y} = 0; \\ k(X_0 - b) & \text{при } \dot{X} < 0, \dot{Y} = 0. \end{cases}$	$q(a) = \frac{k}{2} \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(1 - \frac{2b}{a} \right) + 2 \left(1 - \frac{2b}{a} \times \sqrt{\frac{b}{a} \left(1 - \frac{b}{a} \right)} \right) \right];$ $q'(a) = -\frac{4k}{\pi} \left(1 - \frac{b}{a} \right)$
<p>10. Магнітний гістерезис</p>	$Y = \begin{cases} -C & \text{при } X < -b_1; \\ kX - b & \text{при } -b_1 < X < b_2; \\ C & \text{при } X > b_1; \\ kX + b & \text{при } -b_2 < X < b_1. \end{cases}$	$q(a) = \frac{k}{\pi} \left(\arcsin \frac{C + bk}{ak} + \arcsin \frac{C - bk}{ak} + \frac{C + bk}{ak} \times \sqrt{1 - \frac{(C + bk)^2}{a^2 k^2}} + \frac{C - bk}{ak} \sqrt{1 - \frac{(C - bk)^2}{a^2 k^2}} \right);$ $q'(a) = -\frac{4bC}{\pi a^2}; \quad (a > b_2)$
<p>11. Аналого-цифровий перетворювач</p>	$Y = \begin{cases} iY_0 & \text{при } iX_0 < X < (i+1)X_0; \\ -iY_0 & \text{при } -(i+1)X_0 < X < -iX_0; \\ 0 & \text{при } -X_0 < X < X_0. \end{cases}$	$q(a) = \sum_{i=1}^n \frac{4Y_0}{\pi a} \sqrt{1 - \frac{b_i^2}{a^2}};$ $q'(a) = 0$



Приклад 1.1. Для релейної характеристики (табл.1.1, п.2) визначити модуль та аргумент еквівалентної передаточної функції.

Еквівалентна передаточна функція нелінійного елемента згідно з (1.8) та даних таблиці 1.1, п.2 буде мати вигляд

$$K_H(a) = q(a) + jq'(a) = \frac{4C}{\pi a} \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}} - j \frac{4Cb}{\pi a^2}.$$

Модуль еквівалентної передаточної функції нелінійного елемента

$$|K_H(a)| = \sqrt{[q(a)]^2 + [q'(a)]^2} = \frac{4C}{\pi a}$$

дорівнює відношенню амплітуди першої гармоніки вихідного сигналу до амплітуди вхідного сигналу, а аргумент

$$\psi(a) = \arctg \frac{q'(a)}{q(a)} = -\arctg \frac{1}{\sqrt{\frac{b^2}{a^2} - 1}}$$

визначає фазовий зсув між першою гармонікою на виході нелінійного елемента та синусоїдальним вхідним сигналом.

1.7. Аналіз стійкості нелінійних систем радіоавтоматики

Для нелінійного елемента передаточна функція є функцією амплітуди вхідного сигналу. Це означає, що при використанні, наприклад, лінійних критеріїв стійкості умови стійкості будуть залежати від амплітуди вхідного сигналу. В якості прикладу розглянемо доповнену модель слідкувальної системи, для якої в першій частині навчального посібника були отримані умови стійкості $K_{\text{екв}} < \frac{1}{\tau_{\text{дв}}} + \frac{1}{\tau_{\text{ф}}}.$

На рис.1.7 наведена доповнена еквівалентна структурна схема потенціометричної слідкувальної системи. В цій схемі підсилювач постійного струму (ППС) представлений ідеальним релейним колом (табл.1.1, п.1), яке має коефіцієнти гармонічної лінеаризації $q(U_1) = \frac{4U_{\text{нас}}}{\pi U_1}$ та $q'(U_1) = 0$, де U_1 та $U_{\text{нас}}$ – відповідно вхідна напруга та напруга насичення ППС. Тоді передаточну функцію ППС можна записати як $K_{\text{ППС}}(U_1) = q(U_1) + jq'(U_1) = \frac{4U_{\text{нас}}}{\pi U_1}.$

Визначимо умови стійкості для цієї доповненої моделі, для чого спочатку знайдемо передаточні функції розімкненої та замкненої систем (див. рис.1.7):

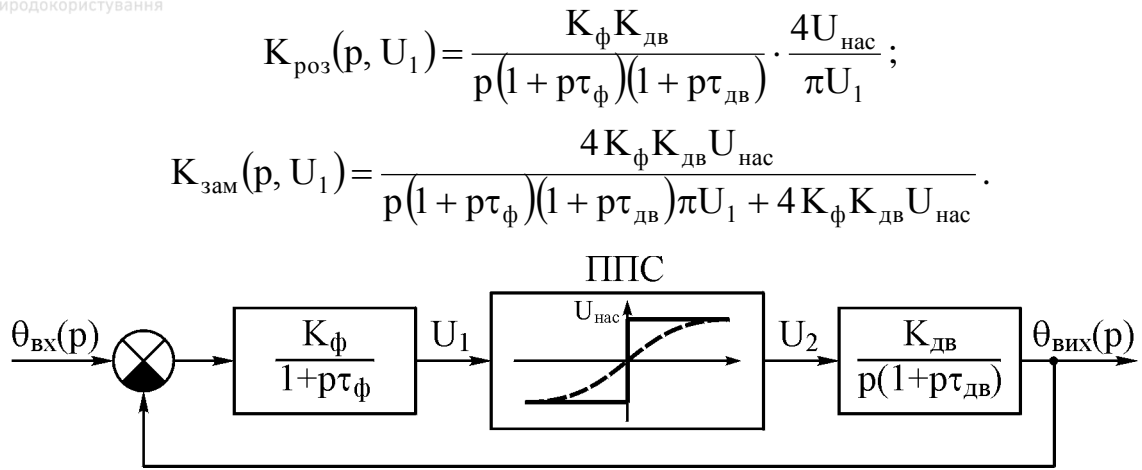


Рис.1.7. Доповнена еквівалентна структурна схема потенціометричної слідкувальної системи

З останнього співвідношення запишемо характеристичне рівняння системи

$$\pi U_1 \tau_\phi \tau_{дв} p^3 + \pi U_1 (\tau_\phi + \tau_{дв}) p^2 + \pi U_1 p + 4K_\phi K_{дв} U_{нас} = 0.$$

Користуючись алгебраїчним критерієм стійкості Вишнеградського для характеристичних рівнянь третього порядку ($a_2 a_1 > a_3 a_0$), отримаємо

$$\pi U_1 \tau_\phi \tau_{дв} \cdot 4K_\phi K_{дв} U_{нас} < \pi U_1 (\tau_\phi + \tau_{дв}) \cdot \pi U_1,$$

звідки умова стійкості запишеться таким чином:

$$K_\phi K_{дв} < \frac{\pi U_1 (\tau_\phi + \tau_{дв})}{4U_{нас} \tau_\phi \tau_{дв}} = \frac{\pi U_1}{4U_{нас}} \left(\frac{1}{\tau_\phi} + \frac{1}{\tau_{дв}} \right) = \frac{1}{q(U_1)} \left(\frac{1}{\tau_\phi} + \frac{1}{\tau_{дв}} \right).$$

Якщо порівняти отриманий результат з умовою стійкості аналогічної лінійної системи, то можна зробити висновок, що умови стійкості відрізняються наявністю множника $q(U_1)$, який є передаточною функцією нелінійного ППС, тобто останнє співвідношення можна переписати як

$$K_{ППС}(U_1) < \frac{\tau_\phi + \tau_{дв}}{K_\phi K_{дв} \tau_\phi \tau_{дв}},$$

що накладає вимогу на вхідну напругу нелінійного ППС:

$$U_1 > \frac{4U_{нас} K_\phi K_{дв} \tau_\phi \tau_{дв}}{\pi(\tau_\phi + \tau_{дв})}.$$

Таким чином, для нелінійних систем умова стійкості визначається як характером системи, так і вхідним сигналом. Ця властивість нелінійних систем дозволяє створювати автоколивальні пристрої з сталими значеннями амплітуди та частоти автоколивань. Одним з основних способів побудови таких пристроїв є забезпечення стійкості граничного режиму. Цей спосіб носить назву частотного за критерієм Найквіста.



1.8. Розрахунок автоколивань за критерієм Найквіста

Для розрахунку автоколивань використовують різні критерії стійкості. Але найбільш простим та наочним є використання критерію Найквіста.

Особливо зручно використовувати критерій Найквіста у випадку, коли є нелінійна залежність виду $Y = f(X)$ та еквівалентна передаточна функція нелінійного елемента залежить тільки від амплітуди вхідного сигналу.

Можливість виникнення в нелінійній системі періодичного режиму визначається появою в рішенні характеристичного рівняння (1.6) пари чисто уявних коренів, тобто коли всі інші корені лежать в лівій напівплощині. Це відповідає проходженню амплітудно-фазової характеристики (годографа) розімкненої системи через точку $(-1; j0)$ комплексної площини. Для визначення умов проходження через цю точку прирівнюємо функцію (1.8) до -1 :

$$K_{\text{роз}}(j\omega, a) = K_{\text{Л}}(j\omega)K_{\text{Н}}(a) = -1. \quad (1.15)$$

Для того, щоб розв'язати це рівняння, можна, задаючись різними значеннями амплітуди, кожного разу побудувати годограф. При деякому значенні амплітуди $a = A$ характеристика буде проходити через точку з координатами $(-1; j0)$ (рис.1.8, а). Частота $\omega = \Omega$ в точці $(-1; j0)$, яка визначається за відліками частоти на характеристиці, та амплітуда $a = A$, для якої побудована ця характеристика, будуть відповідати частоті та амплітуді періодичного режиму $Y = A \sin \Omega t$.

Відзначимо, що таким чином можна знайти періодичний розв'язок для нелінійних залежностей будь-якого виду. Це призводить до того, що еквівалентна передаточна функція нелінійного елемента залежить не тільки від амплітуди, а і від частоти. Якщо ж обмежитись розглядом нелінійної залежності виду $Y = f(X)$, то процес знаходження періодичного режиму можна спростити.

Рівняння (1.15) запишемо у вигляді

$$K_{\text{Л}}(j\omega) = -\frac{1}{K_{\text{Н}}(a)} = -Z_{\text{Н}}(a). \quad (1.16)$$

Останнє рівняння досить просто вирішується графічно. Для цього необхідно окремо побудувати годограф лінійної частини та зворотний годограф нелінійного елемента, взятий з протилежним знаком (рис.1.8, б). Точка перетину двох годографів визначить розв'язок рівняння (1.16). Частоту періодичного режиму $\omega = \Omega$ знаходять за відліками частоти на годографі лінійної частини, а амплітуду $a = A$ – за відліками амплітуди на годографі нелінійного елемента.

Однак знайдений періодичний режим відповідає автоколиванням лише тоді, коли він буде стійким, тобто зможе існувати в системі необмежений час. Стійкість періодичного режиму можна визначити таким чином.

Будемо вважати, що лінійна частина системи в розімкненому стані стійка або нейтральна. Дано амплітуді періодичного режиму деякий позитивний приріст ΔA . Це відповідає зсуву від точки перетину по годографу нелінійної частини в бік зросту амплітуд. Для випадку, наведеному на рис.1.8, б, це буде зсув за годографом $-Z_H(a)$ ліворуч та донизу, що відповідає зростанню модуля $Z_H(a)$ та зменшенню модуля $K_H(a)$. В результаті добуток $K_L(j\omega)K_H(a)$ зменшується за модулем, а годограф передаточної функції розімкненої системи (рис.1.8, а) вже не буде проходити через точку $(-1; j0)$, а розташується таким чином, що ця точка не буде охоплюватись годографом. Цей випадок відповідає стійкій замкненій системі, тому що процеси в ній мають бути затухаючими. Тому амплітуда коливань буде зменшуватись.

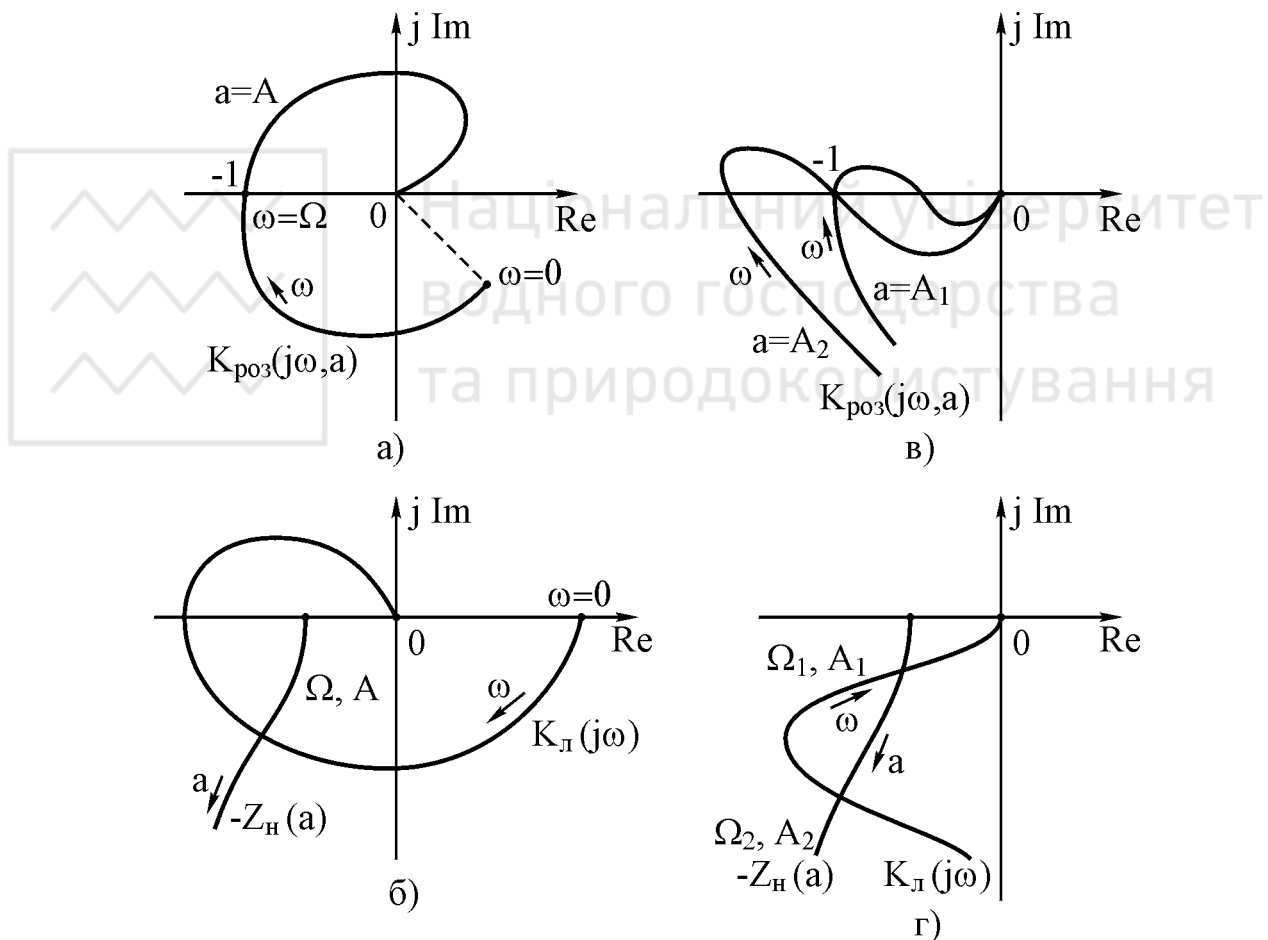


Рис.1.8. Годографи Найквіста

Таким чином, при позитивному прирості амплітуди коливань для випадку, наведеному на рис.1.8, б, виникає перехід до процесу, який згасає, що призводить до зменшення амплітуди. Аналогічно можна показати, що будь-яке випадкове зменшення амплітуди коливань призводить до зникнення стійкості замкненої системи та відтворення попередньої амплітуди коливань. Це говорить про стійкість періодичного режиму, який відповідає автоколиван-



ням. Критерій стійкості періодичного режиму в цьому випадку зводиться до того, щоб частина кривої – $Z_H(a)$, яка відповідає меншим амплітудам, була охоплена годографом лінійної частини. Цей випадок відноситься до виду годографа системи, який відповідає наявності однієї точки перетину характеристики з від'ємною частиною осі дійсних значень (рис.1.8, а).

На рис.1.8, в наведений більш складний випадок, коли годограф розімкненої системи має дві точки перетину з від'ємною частиною осі дійсних значень. Тут є можливим проходження годографу через точку $(-1; j0)$ при двох значеннях амплітуди (A_1 та A_2) та відповідно при двох частотах (Ω_1 та Ω_2).

На рис.1.8, г для цього випадку показане взаємне розташування годографів лінійної та нелінійної частин системи. Дві точки перетину відповідають двом можливим періодичним розв'язкам з параметрами A_1, Ω_1 та A_2, Ω_2 . Аналогічно можна довести, що перша точка відповідає нестійкому періодичному режиму, а друга – стійкому, тобто автоколиванням.

В більш складних випадках, наприклад, при нестійкій в розімкненому стані лінійній частині, можна визначити стійкість отриманого періодичного режиму, розглянувши розташування годографа розімкненої системи. Головним тут є те, що для отримання стійкості періодичного режиму необхідно, щоб позитивний приріст амплітуди призводив до сходження процесів в системі, а негативний – до розходження.

При відсутності в системі можливих періодичних режимів, наближених до гармонічних, існує багато різних варіантів поведінки системи. Однак в таких системах, де лінійна частина має властивість заглушення верхніх гармонік, особливо в таких системах, де при одних параметрах є періодичний розв'язок $X = A \sin \Omega t$, а при інших – немає, при відсутності періодичного розв'язку система буде стійкою відносно стану рівноваги. В цьому випадку стійкість стану рівноваги можна оцінити вимогою, щоб при стійкій або нейтральній в розімкненому стані лінійній частині її годограф не охоплював годограф – $Z_H(a)$.

Приклад 1.2. Розглянемо релейну слідкувальну систему (рис.1.9), яка здійснює автоматичне стеження за напрямком. Система містить нелінійний елемент (НЕ), який являє собою чутливий елемент з релейною характеристикою $f(E)$, де α_1 та α_2 – кути повороту задавальної та виконавчої осей, $E = \alpha_1 - \alpha_2$ – помилка (роззгодження) системи, та лінійну частину (ЛЧ), яка складається з підсилювача, виконавчого електродвигуна та редуктора. Передаточну функцію ЛЧ запишемо у вигляді

$$K_L(p) = \frac{K_1}{p(1 + p\tau_n)(1 + p\tau_{дв})}.$$

Напруга на вхід підсилювача потрапляє від релейного чутливого елемента у



відповідності з залежністю $U_{\text{вх}} = U_0$ при $E \geq b$, $U_{\text{вх}} = 0$ при $|E| < b$ та $U_{\text{вх}} = -U_0$ при $E \leq -b$, де b – зона нечутливості релейного елемента.

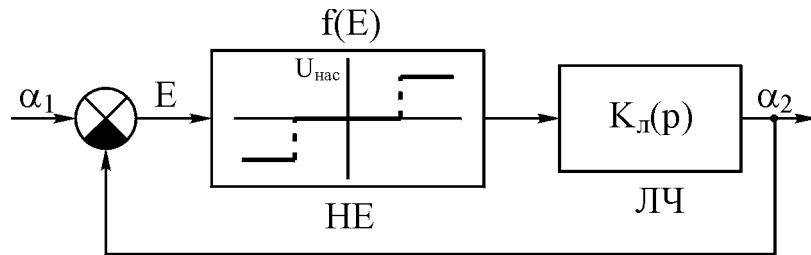


Рис.1.9. Еквівалентна структурна схема релейної слідкувальної системи

Будемо вважати, що $\tau_n = 16$ мс, $\tau_{\text{дв}} = 100$ мс, $b = 1'$. Усталена швидкість виконавчої осі при подачі напруги від чутливого елемента на вхід підсилювача $\dot{\alpha}_2 = 4^\circ/\text{с} = 240'/\text{с}$.

Знайдемо добротність за швидкістю лінійної частини з коефіцієнтом передачі нелінійного кола $K_2 = \frac{U_0}{b}$:

$$K = \frac{\dot{\alpha}_2}{b} = K_1 K_2 = 240 \text{ с}^{-1}.$$

Частотна передаточна функція лінійної частини дорівнює

$$K_L(j\omega) = \frac{K}{j\omega(1 + j\omega\tau_n)(1 + j\omega\tau_{\text{дв}})},$$

а годограф лінійної частини наведений на рис.1.10, а.

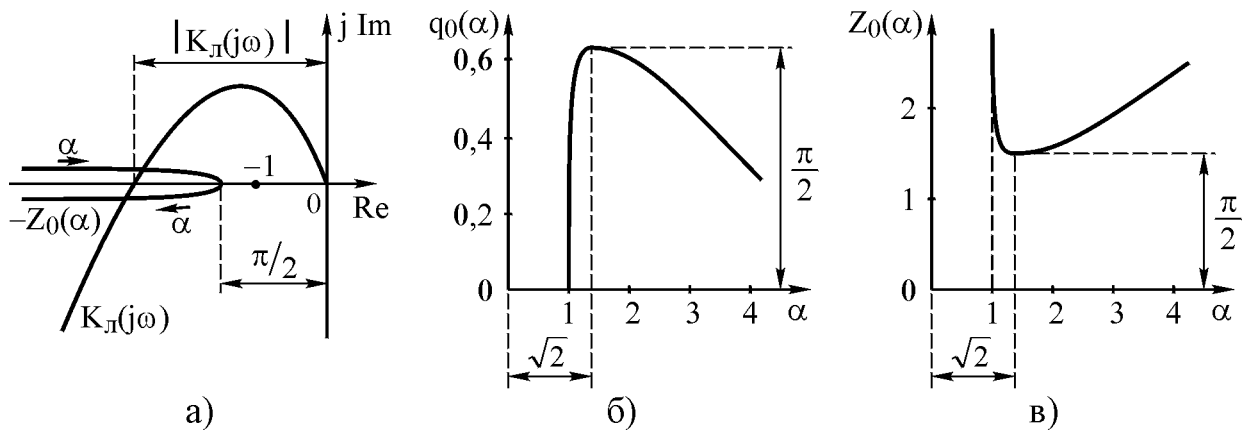


Рис.1.10. Годограф лінійної та нелінійної частин системи (а), а також графіки зміни $q_0(\alpha)$ (б) та $Z_0(\alpha)$ (в) в функції відносної амплітуди

Використовуючи дані таблиці 1.1, п.3 (при $c = 1$ та $b = 1$), нормоване значення коефіцієнта гармонічної лінеаризації дорівнює

$$q_0(\alpha) = \frac{4}{\pi\alpha} \sqrt{1 - \frac{1}{\alpha^2}},$$

де $\alpha = \frac{a}{b}$ – відносна амплітуда.



Оскільки для розглянутого випадку $q'(a) = 0$, то $K_H(\alpha) = q_0(\alpha)$, а

$$-Z_0(\alpha) = -\frac{1}{K_H(\alpha)} = -\frac{\pi\alpha^2}{4\sqrt{\alpha^2 - 1}}.$$

Графіки зміни $q_0(\alpha)$ та $Z_0(\alpha)$ в функції відносної амплітуди наведені на рис.1.10, б, в, а годограф нелінійної частини $-Z_0(\alpha)$ наведений на рис.1.10, а. Цей годограф побудований у відповідності з рис.1.10, в та має дві гілки. При $\alpha \rightarrow 1$ значення $-Z_0(\alpha)$ прямує до $-\infty$ вздовж дійсної осі. При збільшенні відносної амплітуди модуль величини $-Z_0(\alpha)$ зменшується, при $\alpha = \sqrt{2}$ досягає мінімального значення $|Z_0(\sqrt{2})| = \frac{\pi}{2}$, а потім знов прямує до $-\infty$ вздовж осі дійсних значень.

Годограф ЛЧ може мати з годографом НЕ дві точки перетину. Нижня з них згідно з сформованим критерієм відповідає стійкому періодичному режиму, тобто автоколиванням.

Для знаходження частоти періодичного режиму необхідно визначити, при якій частоті годограф ЛЧ перетинає від'ємну частину осі дійсних значень. Це буде тоді, коли фазовий зсув, тобто аргумент комплексної величини $K_L(j\omega)$ досягне значення -180° . З співвідношення для $K_L(j\omega)$ отримаємо

$$\psi(\omega) = -90^\circ - \arctg \omega \tau_{\Pi} - \arctg \omega \tau_{ДВ}.$$

Звідси, поклавши $\omega = \Omega$, отримаємо

$$\arctg \Omega \tau_{\Pi} + \arctg \Omega \tau_{ДВ} = \arctg \frac{\Omega(\tau_{\Pi} + \tau_{ДВ})}{1 - \Omega^2 \tau_{\Pi} \tau_{ДВ}} = 90^\circ.$$

Розв'язавши останнє рівняння, знаходимо кутову частоту автоколивань:

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{\tau_{\Pi} \tau_{ДВ}}} = \frac{1}{\sqrt{0,016 \cdot 0,1}} = 25 \text{ рад/с}.$$

Ця частота відповідає періоду автоколивань $T = \frac{2\pi}{\Omega} = \frac{6,28}{25} \approx 0,25 \text{ с}$. Для знаходження амплітуди автоколивань визначимо значення модуля $|K_L(j\omega)| = Z_0(\alpha)$ в точці перетину. Модуль АЧХ лінійної частини при $\omega = \Omega$ дорівнює

$$|K_L(j\Omega)| = \frac{K}{\Omega \sqrt{1 + \Omega^2 \tau_{\Pi}^2} \sqrt{1 + \Omega^2 \tau_{ДВ}^2}} \approx \frac{K \tau_{\Pi} \tau_{ДВ}}{\tau_{\Pi} + \tau_{ДВ}} = \frac{240 \cdot 0,016 \cdot 0,1}{0,016 + 0,1} = 3,3.$$

Таким чином, $|Z_0(\alpha)| = \frac{\pi\alpha^2}{4\sqrt{\alpha^2 - 1}} = 3,3$. Розв'язок цього рівняння дає два значення відносної амплітуди: $\alpha' = 1,8$ та $\alpha'' = 4,1$. У відповідності з рис.1.10, а стійкому періодичному режиму відповідає перетин годографа ЛЧ з нижньою гілкою годографа НЕ, де амплітуди більші. Тому значення $\alpha'' = 4,1$ відповідає амплітуді автоколивань: $A = b\alpha'' = 1 \cdot 4,1 = 4,1'$.



Використовуючи рис.1.10, а, можна отримати умову відсутності автоколивань в системі. Перетину двох годографів не буде, якщо при $\psi(\omega) = -180^\circ$ модуль ЛЧ $|K_L(j\Omega)| < \frac{\pi}{2}$. Цю умову можна переписати таким чином:

$$|K_L(j\Omega)| = \frac{K}{\Omega \sqrt{1 + \Omega^2 \tau_{\pi}^2} \sqrt{1 + \Omega^2 \tau_{дв}^2}} = \frac{K \tau_{\pi} \tau_{дв}}{\tau_{\pi} + \tau_{дв}} < \frac{\pi}{2}.$$

З останнього співвідношення можна отримати вимогу до добротності за швидкістю

$$K = K_1 K_2 < \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{\tau_{\pi}} + \frac{1}{\tau_{дв}} \right),$$

при виконанні якої в системі будуть відсутні автоколивання.

1.9. Основи методу статистичної лінеаризації

Для оцінки статистичних характеристик нелінійних систем РА можна використовувати метод статистичної лінеаризації, запропонований І.Є. Казаковим [18], який оснований на заміні нелінійної характеристики лінійною, що буде статистично рівноцінною вихідній нелінійній характеристиці. Для наближеної оцінки, коли оперують моментами першого та другого порядку (математичним очікуванням та дисперсією), можна вважати статистично рівноцінними характеристики, які мають однакові значення цих моментів при заданому законі розподілу вхідного сигналу.

Замінімо нелінійну залежність $Y = f(X)$ лінійною характеристикою $Z = kX$, що має такі самі математичні очікування та дисперсію, які є на виході нелінійного елемента з характеристикою $Y = f(X)$. Для цього рівняння лінійної характеристики запишемо у вигляді

$$Z = k_0 m_X + k_{11} \overset{0}{X}, \quad (1.17)$$

де $\overset{0}{X}$ – центрована випадкова функція.

Виберемо коефіцієнти k_0 та k_{11} таким чином, щоб

$$m_Z = k_0 m_X = m_Y; \quad \sigma_Z^2 = k_{11}^2 \sigma_X^2 = \sigma_Y^2, \quad (1.18)$$

де m_X , m_Y та m_Z – математичні очікування сигналів; σ_X^2 , σ_Y^2 та σ_Z^2 – дисперсії сигналів.

З співвідношення (1.18) виходить, що статистична рівноцінність має місце при

$$k_0 = \frac{m_Y}{m_X}, \quad k_{11} = \pm \frac{\sigma_Y}{\sigma_X}, \quad (1.19)$$



при цьому знак k_{11} повинен збігатися із знаком похідної нелінійної характеристики $f(X)$.

Величини k_0 та k_{11} називають коефіцієнтами статистичної лінеаризації. Для їх обчислення необхідно знати математичне очікування та дисперсію сигналу на виході нелінійного елемента:

$$m_Y = \int_{-\infty}^{\infty} f(X)\omega(X)dX; \quad \sigma_Y^2 = \int_{-\infty}^{\infty} f^2(X)\omega(X)dX, \quad (1.20)$$

де $\omega(X)$ – густина ймовірності розподілу випадкового сигналу на вході нелінійного елемента.

Розглянутий метод статистичної лінеаризації не завжди є найкращим, тому статистичну лінеаризацію доцільно виконувати за умови найкращого наближення кореляційної функції сигналу на виході нелінійного елемента до кореляційної функції сигналу на виході лінійного кола. Для цього визначимо коефіцієнти статистичної лінеаризації з врахуванням того, що дисперсія відхилення сигналу на виході нелінійного елемента, яка визначається співвідношенням

$$M[(Z-Y)^2] = k_0^2 m_X^2 + k_{12}^2 \sigma_X^2 - 2k_0 m_X m_Y - 2k_{12} M[X^0 Y] + M[Y^2],$$

мінімальна. Прирівнявши до нуля похідні від останнього співвідношення за k_0 та k_{12} , запишемо такі рівняння:

$$\begin{aligned} 2k_0 m_X^2 - 2m_X m_Y &= 0; \\ 2k_{12} \sigma_X^2 - 2M[X^0 Y] &= 0. \end{aligned}$$

В цьому випадку коефіцієнти статистичної лінеаризації обчислюються за формулами

$$k_0 = \frac{m_Y}{m_X}; \quad k_{12} = \frac{M[X^0 Y]}{\sigma_X^2} = \frac{1}{\sigma_X^2} \int_{-\infty}^{\infty} (X - m_X) f(X) \omega(X) dX. \quad (1.21)$$

Таким чином, статистична лінеаризація за умови досягнення мінімуму дисперсії помилки дає те саме значення коефіцієнта k_0 , яке було знайдене в першому способі лінеаризації, а коефіцієнт лінеаризації відносно випадкової складової k_{12} має інше значення, тому рекомендується брати їх середнє арифметичне значення: $k_1 = 0.5(k_{11} + k_{12})$.

Необхідно звернути увагу, що коефіцієнти статистичної лінеаризації залежать від математичного очікування та дисперсії сигналу на вході нелінійного елемента (в цьому полягає суттєва відміна статистичної лінеаризації від звичайної).



Коефіцієнти статистичної лінеаризації, як виходить з співвідношень (1.19)÷(1.21), залежать не тільки від характеристик нелінійного елемента, але й від закону розподілу сигналу на його вході. В багатьох практичних випадках закон розподілу цієї випадкової величини може бути прийнятим гаусівський (нормальний). Це пояснюється тим, що нелінійні елементи в системах РА включають послідовно з лінійними інерційними елементами, закони розподілу вихідних сигналів яких наближаються до гаусівських при будь-яких законах розподілу їх вхідних сигналів. Чим більша інерційною є система, тим ближче закон розподілу сигналу на виході до гаусівського, тобто інерційні пристрої системи призводять до відтворення гаусівського розподілу, який порушується нелінійними елементами. Крім того, зміна закону розподілу в широких межах слабо впливає на коефіцієнти статистичної лінеаризації. Тому вважають, що сигнали на вході нелінійних елементів розподілені за нормальним законом. При цьому коефіцієнти k_0 та k_1 залежать тільки від математичного очікування та дисперсії сигналу на вході нелінійного елемента, тому для типових нелінійних характеристик коефіцієнти k_0 та k_1 можуть бути обчислені, що суттєво спрощує розрахунки систем методом статистичної лінеаризації.

1.10. Статистична лінеаризація типових нелінійностей

Розрахуємо коефіцієнти статистичної лінеаризації для двох нелінійностей, які досить часто використовуються для апроксимації характеристик дискримінаторів.

1. Дискримінатор з синусоїдальною характеристикою $Y = f(X) = A \sin aX$.

У відповідності з співвідношеннями (1.19) та (1.21)

$$k_0 = \frac{m_Y}{m_X} = \frac{A \sin a m_X}{m_X} \exp(-0.5 a^2 \sigma_X^2); \quad (1.22)$$

$$k_{11} = \frac{A}{\sigma_X^2} \sqrt{0.5 \left\{ \left[1 - \cos a m_X \exp(-0.5 a^2 \sigma_X^2) \right] - \left(\frac{k_0 m_X}{A} \right)^2 \right\}}; \quad (1.23)$$

$$k_{12} = A a \exp(-0.5 a^2 \sigma_X^2) \cos a m_X. \quad (1.24)$$

Наведені співвідношення є точними для періодичної характеристики дискримінатора. Таку характеристику має, зокрема, фазовий детектор. Однак для реально можливих в системі регулювання величин дисперсії σ_X^2 ці результати залишаються наближено справедливими і у випадку, коли



$$Y = f(X) = \begin{cases} A \sin aX & \text{при } -\pi \leq aX \leq \pi; \\ 0 & \text{при } |aX| > \pi. \end{cases} \quad (1.25)$$

На рис.1.11, а, б наведені залежності, обчислені за формулами (1.22) та (1.24) для $A = 5$, $a = 0.314$, з яких виходить, що збільшення дисперсії вхідного сигналу σ_X^2 призводить до зменшення коефіцієнтів статистичної лінеаризації; при більшому рівні завад їх значення наближаються до нуля.

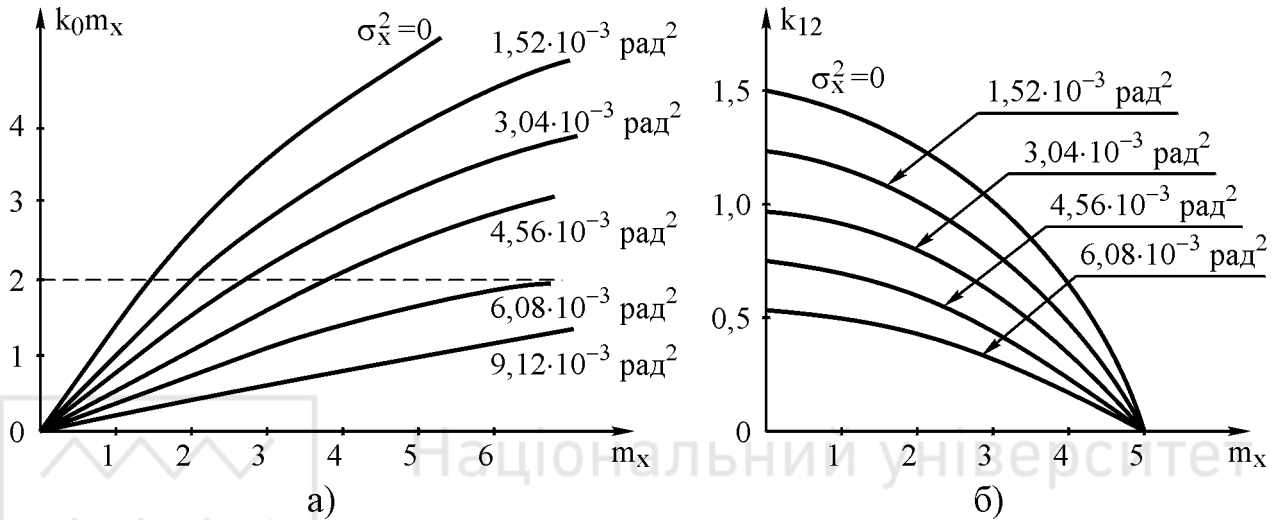


Рис.1.11. Графіки визначення коефіцієнтів статистичної лінеаризації дискримінатора з синусоїдальною характеристикою

Співвідношення (1.25) часто використовується для апроксимації дискримінаційних характеристик при аналізі систем автоматичного супроводження цілі РЛС та систем автопідстройки частоти, наприклад, для апроксимації характеристики кутового дискримінатора.

2. Дискримінатор з релейною характеристикою виду

$$Y = f(X) = A \operatorname{sign} X = \begin{cases} -1 & \text{при } X < 0; \\ 1 & \text{при } X > 0. \end{cases}$$

В цьому випадку

$$k_0 = \frac{A}{m_X} 2\Phi\left(\frac{m_X}{\sigma_X}\right); \quad (1.26)$$

$$k_{12} = \frac{2A}{\sigma_X \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2}\right), \quad (1.27)$$

де $\Phi(Z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^Z \exp(-0.5Y^2) dY$.

Коефіцієнти статистичної лінеаризації для ряду інших нелінійностей можна знайти в [18].

1.11. Використання методу статистичної лінеаризації для аналізу стаціонарних режимів та зриву стеження

Можливість заміни характеристик нелінійних елементів лінійними залежностями дозволяє при аналізі нелінійних систем використовувати методи, розроблені для лінійних систем РА. Розглянемо використання методу статистичної лінеаризації для аналізу стаціонарних режимів в системі РА (рис.1.12). Нелінійним елементом такої системи є дискримінатор з характеристикою $f(E)$, де E – сигнал помилки системи. Задача аналізу полягає в оцінці впливу характеристик дискримінатора на точність системи та визначення умов, при яких порушується нормальна робота системи та виникає зрив стеження.

При аналізі точності роботи системи відносно невинуватої складової сигналу $\varphi(t)$ нелінійний елемент $f(E)$ у відповідності з методом статистичної лінеаризації замінюється лінійним колом з коефіцієнтом передачі k_0 . У відповідності з теоремою про кінцеве значення функції знайдемо математичне очікування сигналу помилки:

$$m_E = \lim_{p \rightarrow 0} p K_E(p) \varphi(p), \quad (1.28)$$

де $K_E(p) = \frac{1}{1 + k_0(m_E \sigma_E)K(p)}$ – передаточна функція помилки системи.

Відзначимо, що математичне очікування сигналу помилки (1.28) має кінцеве значення, якщо ступінь повільності зміни сигналу $\varphi(t)$ не перевищує порядку астатизму системи.

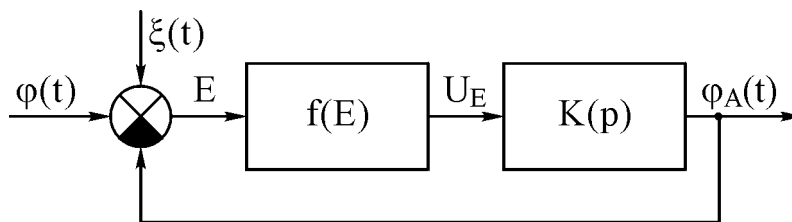


Рис.1.12. Структурна схема нелінійної системи радіоавтоматики

При аналізі системи відносно випадкової складової $\xi(t)$ (завади) нелінійний елемент замінюється лінійним колом з коефіцієнтом передачі k_1 . При цьому співвідношення для дисперсії сигналу помилки буде мати вигляд

$$\sigma_E^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{1 + k_1(m_E \sigma_E)K(p)} \right|^2 S_3(\omega) d\omega, \quad (1.29)$$

де $S_3(\omega)$ – спектральна густина завади.



Для визначення m_E та σ_E^2 необхідно вирішити систему алгебраїчних рівнянь (1.28) та (1.29). Для цього можна використовувати метод наближених обчислень, у відповідності з яким при будь-яких значеннях m_E та σ_E^2 знаходяться коефіцієнти статистичної лінеаризації k_0 та k_1 , після чого за формулами (1.28) та (1.29) обчислюються значення m_E та σ_E доти, поки не збіжаться два послідовних наближення. Рівняння (1.28) та (1.29) також можуть бути вирішені графічно. Розглянемо це на конкретному прикладі.

Приклад 1.3. Знайти сумарну середньоквадратичну помилку системи автоматичного супроводження цілі (рис.1.12). Розрахунки провести для випадку, коли $\varphi(t) = \alpha t$, $\alpha = 0.7$ рад/с, а передаточна функція виконавчого пристрою системи

$$K(p) = \frac{K_i}{p}, \text{ де } K_i = 0.35 \frac{\text{рад}}{\text{с} \cdot \text{В}}.$$

Спектральна густина завади, що діє на вхід системи,

$$S_3(\omega) = \frac{N_3}{1 + \omega^2 \tau_3^2},$$

де $N_3 = 0.3 \cdot 10^{-3} \text{ рад}^2 \cdot \text{с}$; $\tau_3 = 0.05 \text{ с}$.

Пеленгаційна характеристика системи супроводження апроксимується співвідношенням (1.25), в якому $A = 5 \text{ В}$; $a = 0,314$. Рівняння (1.28) та (1.29) для досліджуваної системи можна записати у такому вигляді:

$$m_E = \frac{\alpha}{k_0(m_E \sigma_E) K_i}; \quad (1.30)$$

$$\sigma_E^2 = \frac{N_3}{2\tau_3[1 + k_1(m_E \sigma_E) K_i]}. \quad (1.31)$$

Розрахунок коефіцієнтів статистичної лінеаризації проведемо в такій послідовності. Проведемо на рис.1.11, а пряму, рівняння якої виходить із співвідношення (1.30) та має вигляд

$$k_0(m_E \sigma_E) m_E = \frac{\alpha}{K_i} = 2 \text{ В}. \quad (1.32)$$

За точками перетину цієї прямої з наведеними на рис.1.11, а кривими знайдемо залежність (лінія 1 на рис.1.13) $\sigma_E^2 = f(m_E)$. Останнє співвідношення зв'язує математичне очікування сигналу помилки m_E та дисперсію цього сигналу σ_E^2 , що задовольняє рівняння (1.32).

Для кожної пари значень m_E та σ_E^2 за формулою (1.24) розраховуємо коефіцієнт статистичної лінеаризації k_{12} , а за формулою (1.31) – залежність дисперсії сигналу помилки σ_E^2 від математичного очікування цього сигналу (лінія 2 на рис.1.13).



Точка перетину ліній 1 та 2 і визначає математичне очікування сигналу помилки m_E та дисперсію цього сигналу σ_E^2 . В розглянутій системі автоматичного супроводження цілі $m_{E1} = 3.14 \cdot 10^{-2}$ рад; $\sigma_{E1}^2 = 1.5 \cdot 10^{-3}$ рад². За цими значеннями та кривими рис.1.11 знаходять коефіцієнти статистичної лінеаризації $k_0 = 64 \frac{B}{\text{рад}}$; $k_{12} = 57.3 \frac{B}{\text{рад}}$, які потім використовують для оцінки точності роботи системи. Таким чином, визначена динамічна помилка системи – значення математичного очікування сигналу помилки m_{E1} . Дисперсія помилки системи через дію завади дорівнює

$$\sigma_{E3}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K_{\text{зам}}(j\omega)|^2 S_3(\omega) d\omega = \left[\frac{k_{12} K_i \tau_3}{2(1 + k_{12} K_i \tau_3)} \right]^2 =$$

$$= \left[\frac{57.3 \cdot 0.35 \cdot 0.05}{2(1 + 57.3 \cdot 0.35 \cdot 0.05)} \right]^2 = 1.5 \cdot 10^{-3} \text{ рад}^2,$$

де $|K_{\text{зам}}(j\omega)|$ – АЧХ замкненої системи.

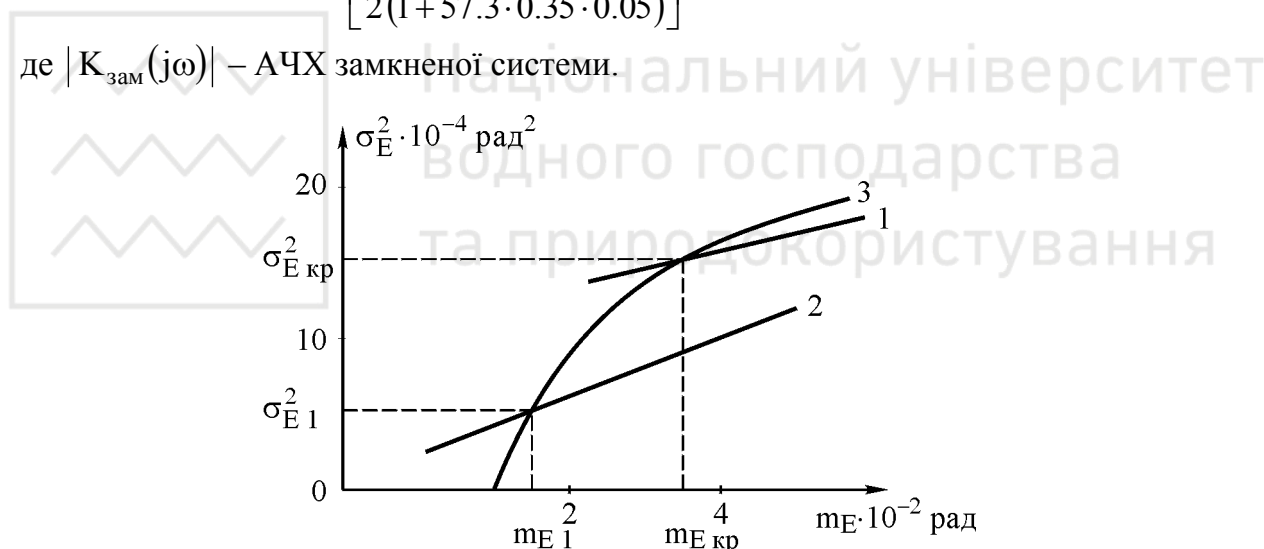


Рис.1.13. Графіки для обчислення коефіцієнтів статистичної лінеаризації в системі автоматичного супроводження цілі

Таким чином, сумарна середньоквадратична помилка системи автоматичного супроводження цілі дорівнює

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{m_{E1}^2 + \sigma_{E3}^2} = 0.05 \text{ рад}.$$

Визначимо умови, при яких в слідкувальній системі через нелінійні властивості пеленгаційної характеристики відбувається зрив супроводження цілі. Процес зриву носить випадковий характер, тому його характеристикою є ймовірність виникнення зриву за деякий проміжок часу. Обчислення цієї ймовірності є складною задачею. В інженерній практиці обмежуються виявленням характеристик сигналу та завади, при яких виникає зрив супроводження цілі. Метод статистичної лінеаризації дозволяє розв'язати цю задачу, при цьому зручно використовувати графічний спосіб, який раніше використовувався для аналізу стаціонарних режимів в системах РА.



Оцінимо, при якому рівні спектральної густини завади відбувається зрив супроводження цілі в системі. При збільшенні рівня спектральної густини завади лінія 2 на рис.1.13 не змінює своєї форми та зміщується доверху; при деякому значенні N_3 лінії 1 та 2 не будуть перетинатися. Це означає, що відсутнє спільне розв'язання рівнянь (1.30) та (1.31), математичне очікування та дисперсія сигналу помилки збільшуються та відбувається зрив супроводження цілі, система стає розімкненою, а відповідно, непрацездатною. Після зриву супроводження цілі математичне очікування сигналу помилки буде дорівнювати дисперсії завади. Критичне значення рівня спектральної густини завади N_3 , при якому відбувається зрив супроводження цілі, дорівнює $N_{3.кр}$. В цьому випадку лінія 2 на рис.1.13 стане дотичною до лінії 1. В розглянутому прикладі $N_{3.кр} = 9.14 \cdot 10^{-4} \text{ рад}^2 \cdot \text{с}$.

Критичне значення рівня спектральної густини завади залежить від параметрів системи, вхідного сигналу та ширини спектра завади. Так, при збільшенні похідної вхідного сигналу збільшується математичне очікування сигналу помилки, в результаті чого $N_{3.кр}$ зменшується. З розширенням спектра завади $N_{3.кр}$ також зменшується, тому що при цьому збільшується дисперсія сигналу помилки. Із збільшенням коефіцієнта передачі лінійної частини системи сигнал помилки зменшується, а значення $N_{3.кр}$ збільшується.

1.12. Особливості аналізу стійкості нелінійних систем. Критерій В.М. Попова

Для нелінійних систем, які характеризуються стійкістю в цілому (при необмежених початкових умовах), можна виділити окремий випадок, коли використовуються симетричні однозначні типові нелінійності. В цьому випадку використовується частотний критерій абсолютної стійкості нелінійних систем, розроблений румунським вченим В.М. Поповим.

В основу цього критерію покладена лінійна апроксимація нелінійної статичної характеристики, тобто $K_H(a) = K$. Тоді передаточні функції розімкненої та замкненої систем можна записати таким чином:

$$K_{роз}(j\omega) = K_L(j\omega)K; \quad K_{зам}(j\omega) = \frac{K_L(j\omega)K}{1 + K_L(j\omega)K}.$$

Перепишемо знаменник останнього співвідношення

$$K_L(j\omega)K + 1 = K \left[K_L(j\omega) + \frac{1}{K} \right].$$

Таким чином, за критерієм Попова будується не годограф $K_L(j\omega) = \text{Re}_L(j\omega) + j\text{Im}_L(j\omega)$, а трансформований годограф $K_L^*(j\omega) = \text{Re}_L(j\omega) + j\omega\text{Im}_L(j\omega)$, який носить назву годографа Попова.

Частотний критерій абсолютної стійкості нелінійних систем В.М.Попова можна сформулювати таким чином: для абсолютної стійкості рівноваги нелінійної системи з стійкою лінійною частиною та одним безінерційним безгістерезисним нелінійним елементом, характеристика якого лежить в секторі $[0; \beta = \arctg K]$, достатньо, щоб на площині годографа $K_L^*(j\omega)$ через точку $\left[-\frac{1}{K}; j0\right]$ можна було провести пряму таким чином, щоб годограф $K_L^*(j\omega)$ був праворуч від неї.

На рис.1.14 наведені трансформовані годографи Попова, при цьому годографи рис.1.14, а, б, в відповідають стійкому стану системи, а годограф рис.1.14, г – нестійкому стану (пряму Попова не можна провести таким чином, щоб годограф $K_L^*(j\omega)$ був праворуч від неї).

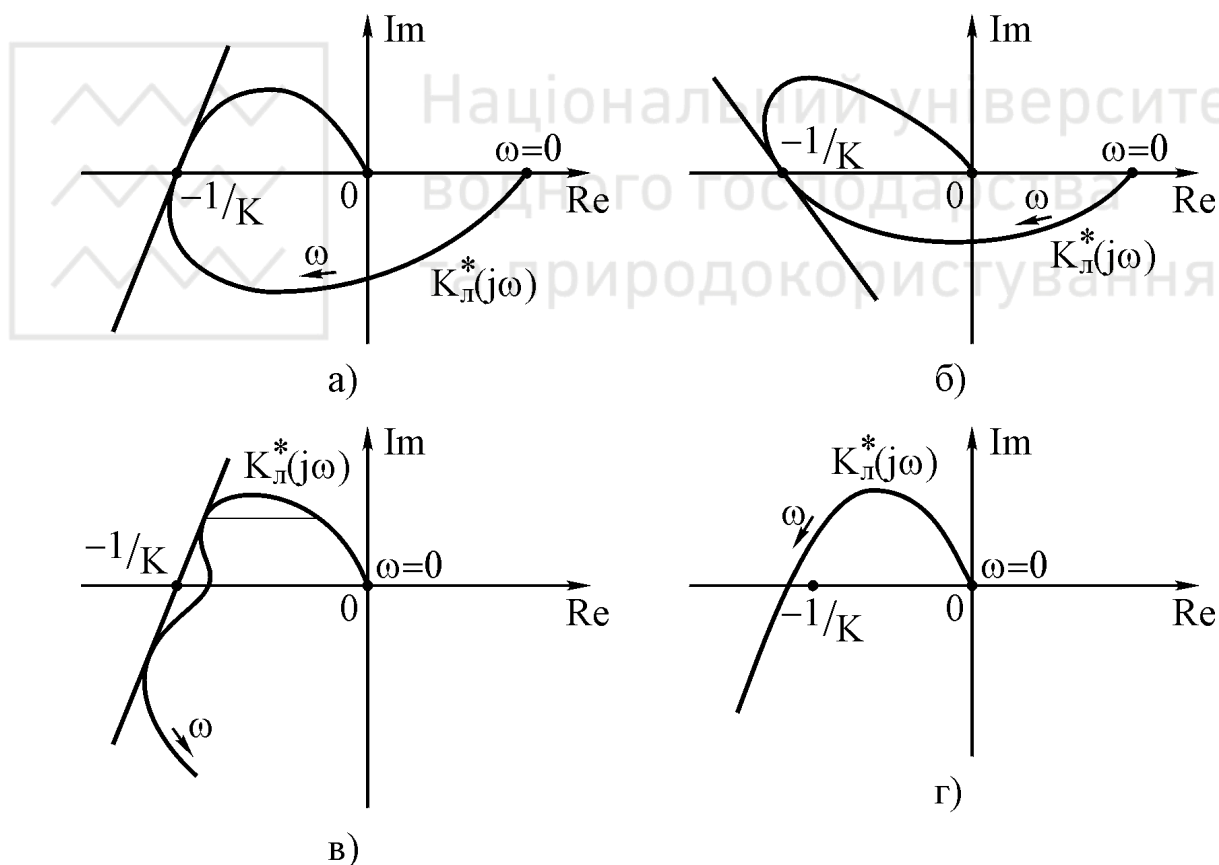


Рис.1.14. Годографи Попова

Таким чином, за допомогою критерію В.М.Попова можна проаналізувати стійкість нелінійних систем, до складу яких входять симетричні однозначні типові нелінійності. Цей критерій досить часто використовується в інженерній практиці внаслідок власної нескладності та наочності результатів аналізу.



1.13. Структурні перетворення нелінійних систем радіоавтоматики

Аналіз стійкості багатоконтурних систем РА можна спростити, використовуючи структурні перетворення, які дозволяють привести вихідну систему до одноконтурної.

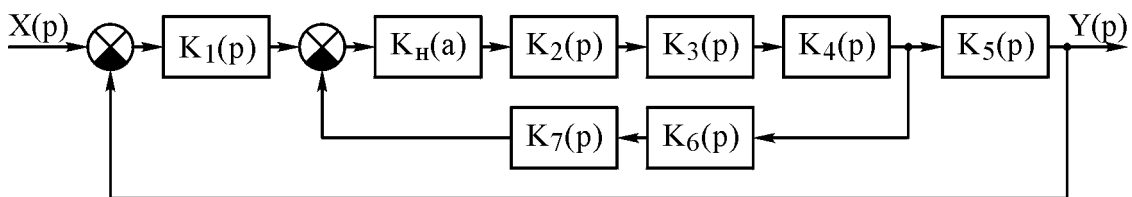
Структурні перетворення нелінійних систем відрізняються від перетворень лінійних систем. Це пояснюється, по-перше, тим, що до нелінійних систем не застосовується принцип суперпозиції, та, по-друге, тим, що амплітуда на вході нелінійного елемента повинна залишатися незмінною незалежно від проведених перетворень, тому в нелінійних системах не можна переміщувати кола за нелінійний елемент. Перетворення лінійних кіл, розташованих до нелінійного елемента або за ним, можна проводити за звичайними правилами. Таким чином, при даному способі структурних перетворень нелінійний елемент зберігає своє початкове розташування незалежно від перетворень, які проводяться над лінійними колами.

На рис.1.15, а наведена вихідна еквівалентна структурна схема релейної системи РА (на схемі релейний елемент позначено $K_H(a)$). Перенесемо зворотний зв'язок за лінійні кола $K_1(p)$ та $K_5(p)$ і об'єднаємо передаточні функції гнучким зворотним зв'язком з головним зворотним зв'язком в одне складне коло (рис.1.15, б). В результаті (див. рис.1.15, в) отримаємо

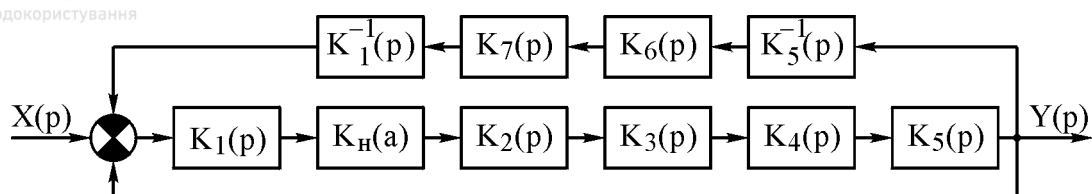
$$K_{\text{скл}}(p) = 1 + \frac{K_6(p)K_7(p)}{K_1(p)K_5(p)}. \quad (1.33)$$

Далі шляхом перетворень лінійних схем отримаємо схему, наведену на рис.1.15, г.

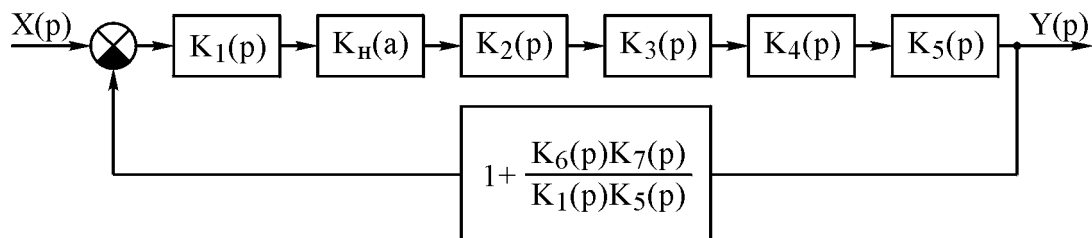
Розглянемо ще одну структурну схему нелінійної системи стеження з нелінійністю в колі зворотного зв'язку (рис.1.15, д). Перенесемо лінії зв'язків за кола $K_1(p)$ та $K_5(p)$. Тоді отримаємо структурну схему, наведену на рис.1.15, е. Об'єднаємо лінійні ланки в колах гнучкого зворотного зв'язку та прямої передачі. Після цього структурна схема приймає вигляд, наведений на рис.1.15, ж. В кінцевому результаті структурну схему отримаємо такою, як вона показана на рис.1.15, з.



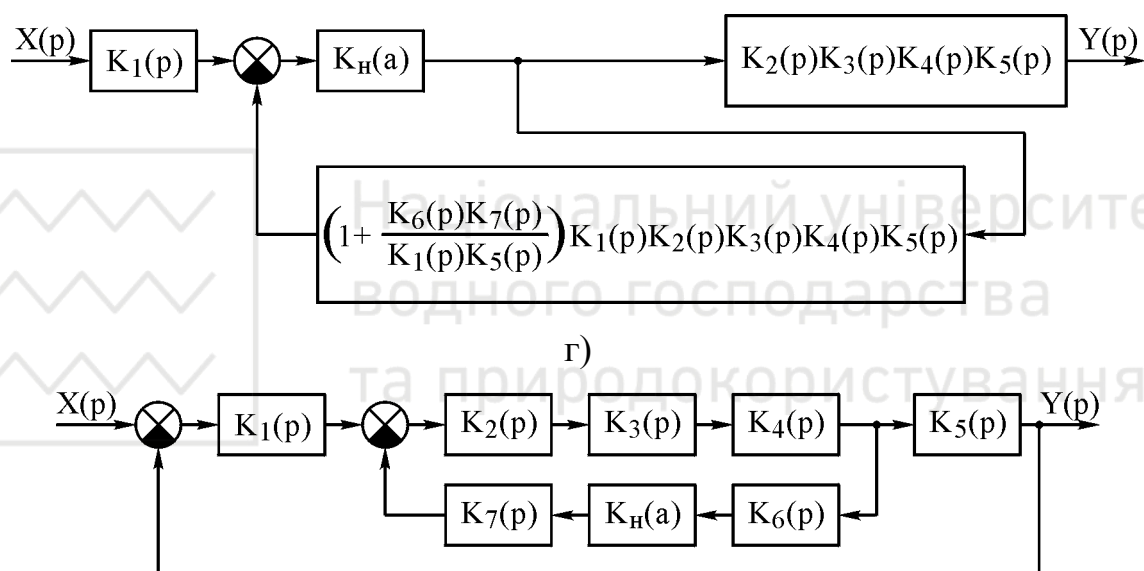
а)



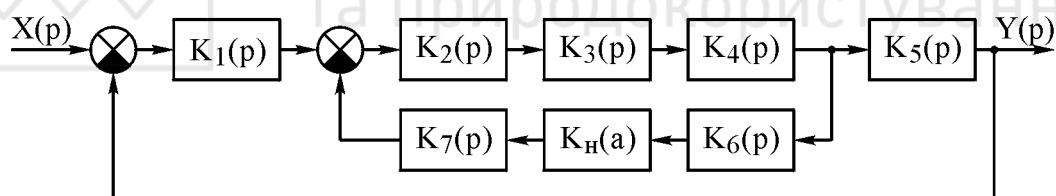
б)



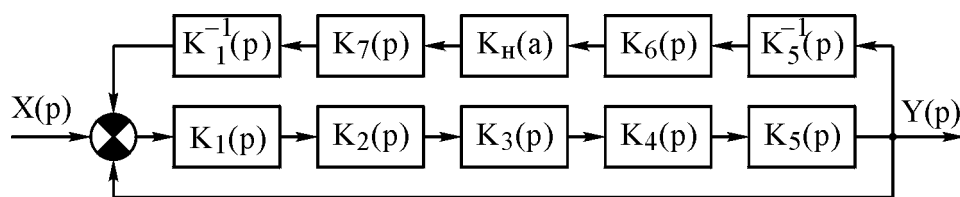
в)



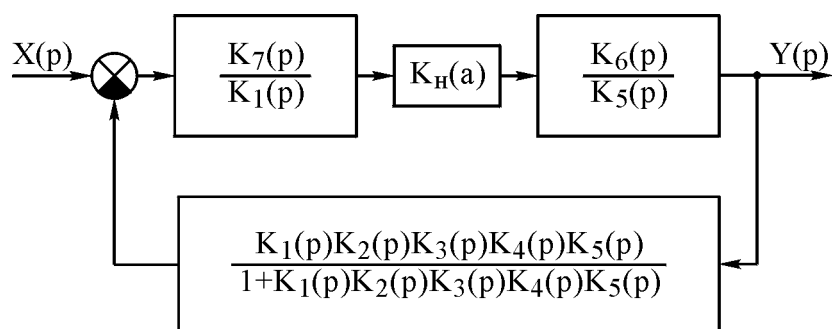
г)



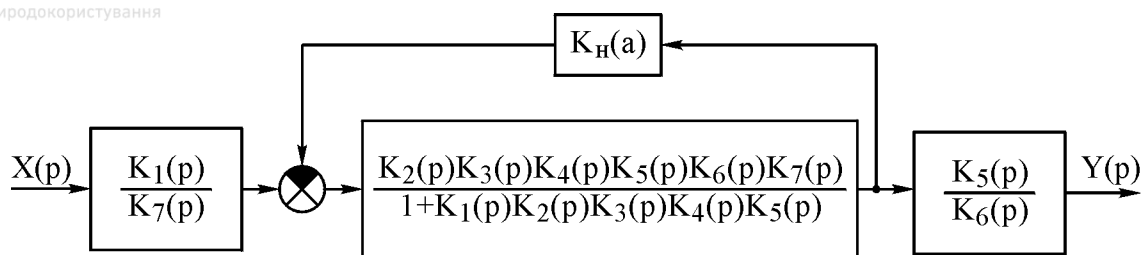
д)



е)



ж)



з)

Рис.1.15. Схеми структурних перетворень нелінійних систем РА

Існує й інший спосіб перетворення структурних схем нелінійних систем, оснований на відключенні однієї з ліній зв'язку від нелінійності та винесенні її з внутрішніх контурів. Розглянемо використання такого способу на прикладі структурної схеми, наведеної на рис.1.16, а. Розірвемо внутрішній контур у точках А та Б і винесемо нелінійність $K_H(a)$ з контуру, як це показано на рис.1.16, б. З'єднавши точку А з точкою Б та провівши структурні перетворення лінійної частини, отримаємо перетворену схему системи (див. рис.1.16, в). За допомогою цієї схеми знайдемо характеристичне рівняння системи у вигляді

$$1 + K_H(a)K_2(p)K_3(p)K_4(p)[K_1(p)K_5(p) + K_6(p)K_7(p)] = 0. \quad (1.34)$$

Для перевірки вірності отриманого рівняння (1.34) складемо за вихідною схемою передаточну функцію замкненої системи у вигляді

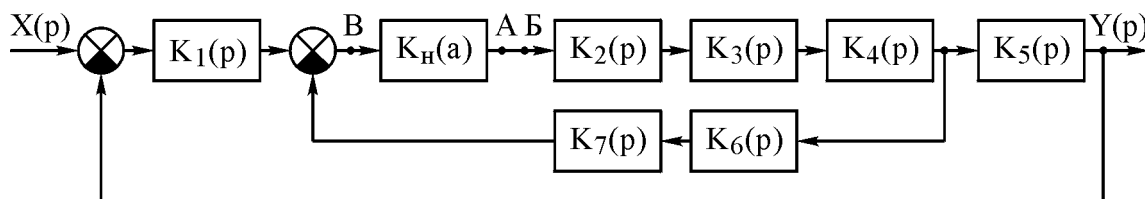
$$K_{\text{зам}}(p, a) = \frac{K_H(a)K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_5(p)}{1 + K_H(a)K_2(p)K_3(p)K_4(p)[K_1(p)K_5(p) + K_6(p)K_7(p)]}. \quad (1.35)$$

Знаменник співвідношення (1.35) тотожний рівнянню (1.34). Неважко показати, що знаменник передаточної функції замкненої системи (рис.1.15, г) також збігається з характеристичним рівнянням (1.34).

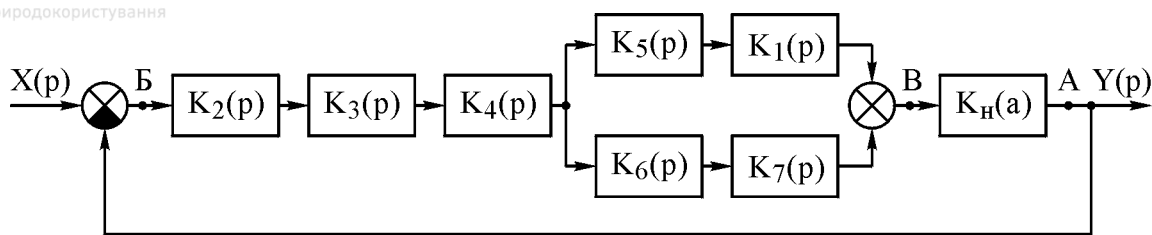
В структурній схемі на рис.1.16, г розірвемо лінію зв'язку між точками А та Б і винесемо нелінійний елемент $K_H(a)$, як це показано на рис.1.16, д. Далі з'єднаємо точки А та Б і виконаємо перетворення лінійних кіл системи. З цієї схеми знайдемо характеристичне рівняння системи

$$1 + K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_5(p)[K_1(p) + K_H(a)K_6(p)K_7(p)] = 0. \quad (1.36)$$

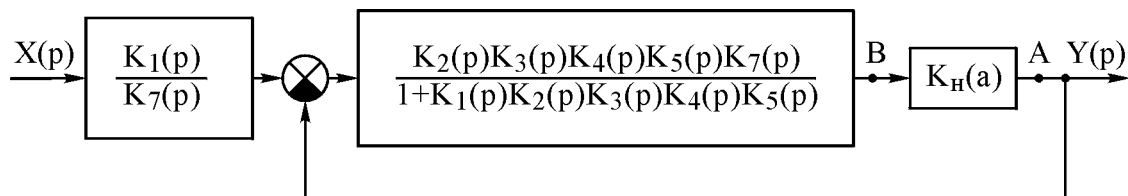
Аналогічне співвідношення можна отримати і для структурної схеми, наведеної на рис.1.15, з.



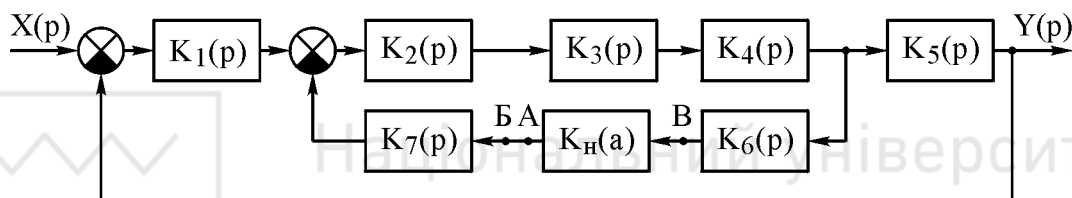
а)



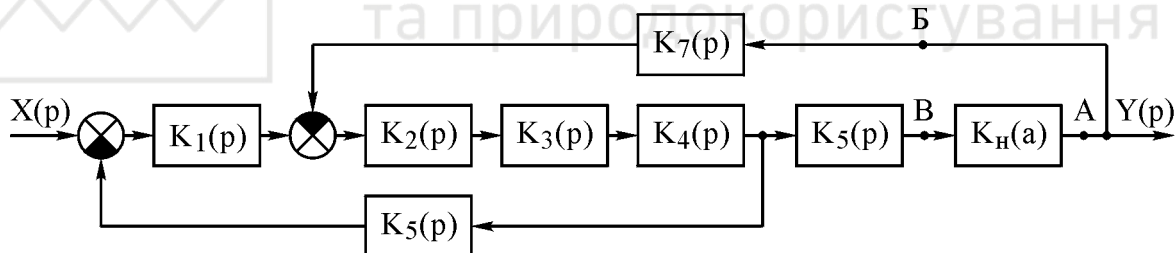
б)



в)



г)



д)

Рис.1.16. Структурні схеми систем РА з нелінійностями та їх перетворення, основані на способі відключення нелінійності

1.14. Двоконтурні нелінійні системи радіоавтоматики

При дослідженні стійкості двоконтурних нелінійних систем РА на додаток до перевірки умов гармонічного балансу (балансу амплітуд та фаз) буває необхідним використовувати структурні перетворення та визначати еквівалентні частотні характеристики внутрішніх нелінійних контурів.

Розглянемо еквівалентну структурну схему двоконтурної слідкувальної системи з нелінійністю $K_H(a)$, включеною в коло прямої передачі внутрішнього контуру (рис.1.17). Для даної схеми визначимо передаточну функцію внутрішнього контуру:



$$K_{BK}(p, a) = \frac{K_H(a)K_2(p)K_3(p)K_4(p)}{1 + K_H(a)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_6(p)K_7(p)}. \quad (1.37)$$

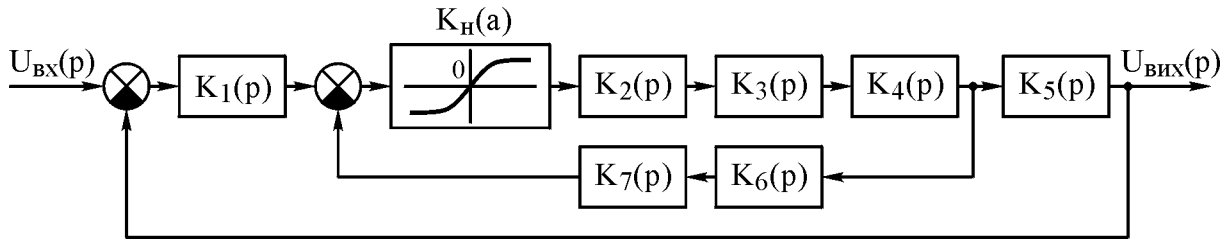


Рис.1.17. Еквівалентна структурна схема двоконтурної слідкувальної системи з нелінійністю у внутрішньому контурі

Передаточна функція всієї розімкненої системи

$$K_{роз}(p, a) = \frac{K_H(a)K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_5(p)}{1 + K_H(a)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_6(p)K_7(p)}, \quad (1.38)$$

звідки отримаємо характеристичне рівняння

$$1 + K_H(a)K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_5(p) + K_H(a)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_6(p)K_7(p) = 0, \quad (1.39)$$

або

$$1 + K_H(a)K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_5(p) \left[1 + \frac{K_6(p)K_7(p)}{K_1(p)K_5(p)} \right] = 0. \quad (1.40)$$

В отримане рівняння введемо такі позначення:

$$K_{11}(p) = K_1(p)K_2(p)K_3(p)K_4(p)K_5(p); \quad (1.41)$$

$$K_{12}(p) = 1 + \frac{K_6(p)K_7(p)}{K_1(p)K_5(p)}. \quad (1.42)$$

Для однозначної нелінійності виконується умова

$$K_H(a) = q \left(\frac{c}{a} \right). \quad (1.43)$$

Тоді характеристичне рівняння (1.40) набуває вигляду

$$1 + q \left(\frac{c}{a} \right) K_{11}(p)K_{12}(p) = 0. \quad (1.44)$$

З останнього співвідношення знайдемо умови гармонічного балансу у такому вигляді:

$$20 \lg |K_{11}(j\omega)K_{12}(j\omega)| = 20 \lg \frac{1}{q \left(\frac{c}{a} \right)}; \quad (1.45)$$

$$\psi_{11}(\omega) + \psi_{12}(\omega) = -\pi. \quad (1.46)$$



За характеристиками $20\lg|K_{11}(j\omega)K_{12}(j\omega)|$; $20\lg\frac{1}{q\left(\frac{c}{a}\right)}$ та $\psi_{11}(\omega)+$

$+\psi_{12}(\omega)$ на основі рівнянь (1.45) і (1.46) визначають частоту та амплітуду автоколивань. Змінюючи параметри такої системи, знаходять області стійких та нестійких станів. На основі цих характеристик і вибирають потрібні за технічними умовами параметри нелінійної системи РА.

Контрольні запитання

1. Охарактеризуйте ознаки симетрії, однозначності та гладкості нелінійних характеристик.
2. Назвіть основні особливості нелінійних елементів.
3. Наведіть основні види статичних характеристик нелінійних елементів.
4. Що таке нелінійні закони керування?
5. Поясніть особливості процесів в нелінійних системах радіоавтоматики.
6. Охарактеризуйте основні методи дослідження нелінійних систем радіоавтоматики.
7. В чому полягають особливості методу гармонічної лінеаризації?
8. Визначте коефіцієнти гармонічної лінеаризації нелінійності запропонованого виду.
9. В чому полягають особливості аналізу стійкості нелінійних систем?
10. Проаналізуйте стійкість запропонованої нелінійної системи.
11. Наведіть методiku розрахунку автоколивань за критерієм Найквіста.
12. В чому полягають особливості методу статистичної лінеаризації?
13. Визначте коефіцієнти статистичної лінеаризації не лінійності запропонованого виду.
14. Поясніть особливості використання методу статистичної лінеаризації для аналізу стаціонарних режимів та зриву стеження.
15. Сформулюйте критерій стійкості нелінійних систем В.М. Попова.
16. Проведіть структурні перетворення запропонованої нелінійної системи.
17. Поясніть особливості структурних перетворень нелінійних систем радіоавтоматики, оснований на способі відключення нелінійності.
18. Наведіть особливості аналізу стійкості двоконтурних нелінійних систем радіоавтоматики.



2. ОСОБЛИВОСТІ ОПТИМАЛЬНИХ СИСТЕМ РАДІОАВТОМАТИКИ

2.1. Загальна характеристика та класифікація оптимальних систем радіоавтоматики

Систему РА, яка забезпечує найкращі показники якості роботи при заданих умовах, називають оптимальною. Якість таких систем оцінюється вибраним критерієм оптимальності. Задачі оптимізації вирішуються двома основними шляхами:

1) принципами оптимальної фільтрації (лінійної та нелінійної), результатом чого є синтез оптимального фільтра, який призначений для оптимізації співвідношення сигнал/шум;

2) використанням теорії оптимальних систем автоматичного керування, в межах якої розв'язуються дві основні задачі:

а) оптимізація параметрів кіл за заданою структурною схемою;

б) оптимізація структурної схеми шляхом синтезу її за заданим критерієм оптимальності.

Один з можливих способів побудови оптимальних систем РА при неповній інформації про сигнали та характеристики пристроїв полягає в тому, що вибрана структурна схема та її параметри повинні мінімізувати критерій оптимальності при найгірших умовах, наприклад, в системі автоматичного супроводження РЛС забезпечувати мінімальну помилку при максимальному рівні завад та мініимальному відношенні сигнал/шум. Такі оптимальні системи носять назву мінімаксних.

Сучасні системи РА з метою підвищення якості їх роботи в умовах не повноти апіорної інформації будують як адаптивні системи, в яких в процесі роботи системи автоматично визначається потрібна інформація про стан керування процесом та в потрібному напрямку змінюється структура та параметри системи.

Оптимальні системи РА класифікуються за різними ознаками. Їх можна розділити на два основні класи: системи з постійним настроюванням (без адаптації) та адаптивні системи. Системи з постійним настроюванням в залежності від виду критерію оптимальності діляться на:

1) оптимальні системи за швидкодією, де критерієм оптимальності є мінімум тривалості перехідного процесу;

2) оптимальні системи за точністю, в яких критерій оптимальності – мінімум помилки або мінімум деякої функції від помилки.

Оптимальні системи, як правило, бувають нелінійні, аналогові або дискретні та майже завжди статичні. Основним математичним апаратом аналізу



та синтезу оптимальних систем є варіаційне числення та деякі спеціально розроблені методи теорії автоматичного керування: принцип максимуму Понтрягіна, метод динамічного програмування Белмана і т.і. Для створення оптимальних систем майже завжди необхідне використання засобів обчислювальної техніки.

2.2. Принципи побудови оптимальних систем радіоавтоматики

Синтез оптимальних систем РА починається з вибору критерію оптимальності, загальною формою якого є квадратичний функціонал

$$\bar{J} = 0.5 \bar{E}^T(t) \bar{F} \bar{E}(t) + 0.5 \int_0^T [\bar{E}^T(t) \bar{V} \bar{E}(t) + \bar{U}^T(t) \bar{Q} \bar{U}(t)] dt, \quad (2.1)$$

де $\bar{E}(t)$ – вектор помилки; $\bar{U}(t)$ – вектор керування.

Матриці квадратичних форм \bar{F} , \bar{V} та \bar{Q} визначаються співвідношеннями

$$\bar{F} = \begin{vmatrix} \beta_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \beta_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \beta_n \end{vmatrix}; \quad \bar{V} = \begin{vmatrix} \alpha_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \alpha_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \alpha_n \end{vmatrix}; \quad \bar{Q} = \begin{vmatrix} q_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & q_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & q_n \end{vmatrix}.$$

Множник 0,5 в співвідношенні (2.1) введений для зручності та не впливає на результат розв'язку оптимальної задачі.

Розглянемо часткові випадки використання критерію (2.1). Якщо при синтезі системи РА важливо оптимізувати лише кінцевий стан об'єкта керування при заданому початковому, то в (2.1) слід обмежитись лише першою складовою. Прикладом таких систем є системи радіокерування самонаведенням повітряних апаратів, в яких потрібно унеможливити помилку в момент пролітання повітряного апарату відносно цілі.

При синтезі систем, в яких накладаються вимоги до виду перехідного процесу та точності системи, першу складову в (2.1) можна не вводити.

Якщо в проектованій системі необхідно досягти мінімальної тривалості перехідного процесу, то використовується критерій виду

$$J = \int_0^T dt = T. \quad (2.2)$$

Задача синтезу оптимальних систем полягає в тому, що за відомим векторним диференціальним рівнянням об'єкту керування необхідно знайти вектор керування (алгоритм керування), який переводить об'єкт керування з початкового стану в кінцевий, утримується в цьому кінцевому стані або змінює його у відповідності з вхідним сигналом, забезпечуючи при цьому екстремальне значення критерію оптимальності. Синтез можна вважати заверше-



ним, якщо алгоритм керування знайдений як функція вектора змінних стану об'єкта керування при відомих обмеженнях на складові вектора керування.

Розглянемо синтез системи стабілізації, поклавши, що вхідний сигнал дорівнює нулю, а об'єкт керування описується векторним диференціальним рівнянням виду

$$\dot{\bar{G}}(t) = \bar{A} \bar{G}(t) + \bar{B} \bar{U}(t); \quad \bar{Y}(t) = \bar{C}^T \bar{G}(t), \quad (2.3)$$

де $\bar{G}(t)$ – вихідний вектор об'єкта керування.

Критерій оптимальності в цьому випадку буде мати вигляд

$$\bar{J} = 0.5 \int_0^{\infty} [\bar{G}^T(t) \bar{V} \bar{G}(t) + \bar{U}^T(t) \bar{Q} \bar{U}(t)] dt, \quad (2.4)$$

де $\bar{G}(t) = -\bar{E}(t)$, тому що вхідний вектор дорівнює нулю.

В критерії (2.4) в порівнянні з (2.1) відсутня перша складова, тому що при $T \rightarrow \infty$ оцінка кінцевого стану не має сенсу. Крім того, верхній ліміт інтегрування в (2.4) дорівнює нескінченності. Тому можна гарантувати, що після закінчення перехідного процесу досягнутий нульовий стан буде зберігатися. Для вирішення оптимальної задачі стабілізації будемо використовувати принцип максимуму Понтрягіна, згідно з яким оптимальний вектор керування відповідає максимуму скалярної функції Гамільтона, яка визначається з виразу

$$H = -0.5 [\bar{G}^T(t) \bar{V} \bar{G}(t) + \bar{U}^T(t) \bar{Q} \bar{U}(t)] + \bar{G}^T(t) \bar{P}(t). \quad (2.5)$$

Підставивши рівняння (2.3) в (2.5), отримаємо

$$H = -0.5 [\bar{G}^T(t) \bar{V} \bar{G}(t) + \bar{U}^T(t) \bar{Q} \bar{U}(t)] + [\bar{A} \bar{G}(t) + \bar{B} \bar{U}(t)]^T \bar{P}(t). \quad (2.6)$$

В останніх двох співвідношеннях через $\bar{P}(t)$ позначений допоміжний вектор, який є розв'язком векторного диференціального рівняння

$$\dot{\bar{P}}(t) = -\frac{\partial H}{\partial \bar{G}(t)}. \quad (2.7)$$

Похідну вектора стану визначимо з співвідношення (2.5) як

$$\dot{\bar{G}}(t) = \frac{\partial H}{\partial \bar{P}(t)}. \quad (2.8)$$

Систему диференціальних рівнянь (2.7) та (2.8) називають канонічною.

Дослідження функції (2.6) на максимум відносно вектора керування дозволяє визначити оптимальне керування

$$\bar{U}(t) = \bar{Q}^{-1} \bar{B}^T \bar{P}(t). \quad (2.9)$$

З співвідношення (2.9) виходить, що для обчислення оптимального керування необхідно знайти вектор $\bar{P}(t)$. Для цього необхідно розв'язати канонічну систему рівнянь (2.7) та (2.8), початковими умовами для якої є початковий стан об'єкта керування $\bar{G}(0)$ та кінцеве значення $\bar{P}(\infty) = 0$. Обчисливши



$\bar{P}(t)$, знайдемо оптимальне керування як функцію часу. При такому способі керування отримаємо розімкнену систему з усіма притаманними їй недоліками. Тому слід отримати оптимальне керування за допомогою вектора змінних станів $\bar{U}(t) = f[\bar{G}(t)]$. Для цього необхідно вектор $\bar{P}(t)$ виразити через $\bar{G}(t)$:

$$\bar{P}(t) = -\bar{K}\bar{G}(t). \quad (2.10)$$

Матриця підсилення \bar{K} задовольняє матричне рівняння

$$\bar{V} + \bar{K}\bar{A} + \bar{A}^T\bar{K} - \bar{K}\bar{S}\bar{K} = 0, \quad (2.11)$$

де $\bar{S} = \bar{B}\bar{Q}^{-1}\bar{B}^T$.

Підставивши (2.10) в співвідношення (2.9), визначимо

$$\bar{U}(t) = -\bar{Q}^{-1}\bar{B}^T\bar{K}\bar{G}(t). \quad (2.12)$$

На рис.2.1 наведена структурна схема оптимальної системи стабілізації. Система є лінійною, тому що на вектор керування не накладено будь-яких обмежень.

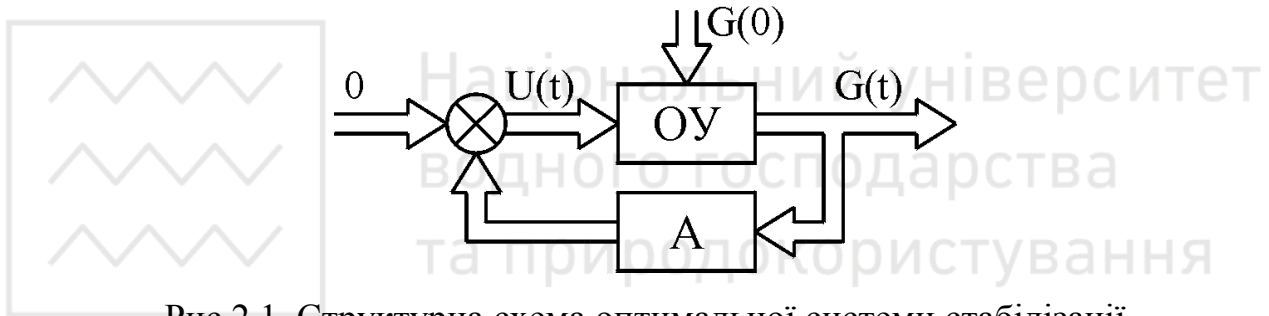


Рис.2.1. Структурна схема оптимальної системи стабілізації

Визначення матриці \bar{K} за рівнянням (2.11) зводиться до розв'язання системи нелінійних алгебраїчних рівнянь. Тому що \bar{K} є симетричною матрицею, то кількість рівнянь дорівнює $0.5n(n+1)$, де n – порядок вектора стану. З знайдених розв'язків слід відібрати тільки ті, при яких матриця \bar{K} позитивно визначена.

Для визначення елементів матриці \bar{K} можна використовувати ЕОМ, на якій слід розв'язати матричне рівняння Ріккати

$$\tilde{K}(t) = \bar{V} + \tilde{K}(t)\bar{A} + \bar{A}^T\tilde{K}(t) - \tilde{K}(t)\bar{S}\tilde{K}(t) \quad (2.13)$$

з граничними умовами $\tilde{K}(T) = 0$, де час T вибирають достатньо великим. Якщо момент часу T прийняти початковим, а $\bar{K}(T)$ – початковою умовою, то матриця \bar{K} буде визначатися як асимптотичний розв'язок рівняння Ріккати при зменшенні часу. Для того, щоб отримати розв'язок рівняння Ріккати, яке відповідає збільшенню часу, вводять змінну $\tau = T - t$. Тоді рівняння (2.13) можна переписати таким чином:

$$\tilde{K}(\tau) = \bar{V} + \tilde{K}(\tau)\bar{A} + \bar{A}^T\tilde{K}(\tau) - \tilde{K}(\tau)\bar{S}\tilde{K}(\tau).$$



Це рівняння розв'язується на ЕОМ з початковою умовою $\tilde{\mathbf{K}}(0) = 0$. При досить великому T усталене значення $\bar{\mathbf{K}}(\tau)$ дозволяє знайти елементи матриці $\bar{\mathbf{K}}$.

Розглянемо синтез оптимальної системи стеження, якість роботи якої оцінюється функціоналом

$$\bar{J} = 0.5 \int_0^{\infty} [\bar{\mathbf{E}}^T(t) \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{E}}(t) + \bar{\mathbf{U}}^T(t) \bar{\mathbf{Q}} \bar{\mathbf{U}}(t)] dt, \quad (2.14)$$

де $\bar{\mathbf{E}}(t) = \bar{\mathbf{X}}(t) - \bar{\mathbf{Y}}(t)$ – вектор помилки; $\bar{\mathbf{X}}(t)$ – вхідний вектор.

Таким чином, об'єкт керування описується рівнянням (2.3), оптимальне керування в задачі стеження визначається співвідношенням (2.9), в якому допоміжний вектор $\bar{\mathbf{P}}(t)$ залежить не тільки від вектора стану об'єкта керування, але і від вхідного вектора:

$$\bar{\mathbf{P}}(t) = -\bar{\mathbf{K}} \bar{\mathbf{G}}(t) + \bar{\mathbf{Z}}(t), \quad (2.15)$$

де $\bar{\mathbf{Z}}(t)$ – невідомий вектор, який є розв'язком рівняння

$$\dot{\bar{\mathbf{Z}}}(t) = [\bar{\mathbf{K}} \bar{\mathbf{S}} - \bar{\mathbf{A}}^T] \bar{\mathbf{Z}}(t) + \bar{\mathbf{V}} \bar{\mathbf{X}}(t). \quad (2.16)$$

Тому що $\bar{\mathbf{X}}(t)$ невідомий, то рівняння (2.16) можна розв'язати для граничних умов $\bar{\mathbf{Z}}(\infty) = \bar{\mathbf{X}}(\infty) = 0$. Для вхідних сигналів, які не задовольняють ці граничні умови, розв'язок оптимальної задачі стеження не знайдено.

Для визначення вектора $\bar{\mathbf{Z}}(t)$ в системі повинен бути спеціальний обчислювальний пристрій. Цей вектор можна розрахувати заздалегідь та занести до пам'яті обчислювального пристрою.

2.3. Синтез оптимальних систем радіоавтоматики

Для ілюстрації синтезу оптимальних систем РА визначимо алгоритм оптимального керування для системи, передаточна функція об'єкту керування якої $K(p) = \frac{b_0}{p + a_1 p^2}$. Таку передаточну функцію має, наприклад, розім-

кнена система фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) без фільтра низьких частот.

Наведеній передаточній функції відповідає система рівнянь в просторі станів:

$$\begin{aligned} \dot{g}_1(t) &= g_2(t); \\ g_2(t) &= -a_1 g_1(t) + b_0 U(t). \end{aligned}$$

Критерій оптимальності буде мати вигляд

$$J = 0.5 \int_0^{\infty} [g_1^2(t) + \alpha g_2^2(t) + q U^2(t)] dt.$$



Таким чином, в розглянутій системі

$$\overline{\mathbf{A}} = \begin{vmatrix} 0, & 1 \\ 0, & -a_1 \end{vmatrix}; \quad \overline{\mathbf{B}} = \begin{vmatrix} 0 \\ b_0 \end{vmatrix}; \quad \overline{\mathbf{C}} = \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix}; \quad \overline{\mathbf{V}} = \begin{vmatrix} 1, & 0 \\ 0, & \alpha \end{vmatrix}; \quad \overline{Q} = q.$$

У відповідності з виразом (2.13) оптимальне рівняння приймає вигляд

$$U(t) = [k_{21}g_1(t) + k_{22}g_2(t)] \frac{b_0}{q}.$$

Елементи матриці підсилення в останньому співвідношенні визначимо при розв'язанні системи алгебраїчних рівнянь, яка виходить з (2.11):

$$k_{12} = k_{21} = \frac{\sqrt{q}}{b_0}; \quad k_{11} = a_1 k_{21} + k_{12} k_{22} \frac{b_0^2}{q};$$

$$k_{22} = \sqrt{\left(\frac{\alpha_1^2 q^2}{b_0^2} + (2k_{21} + \alpha) \frac{q}{b_0^2} \right)} - \frac{\alpha_1 q}{b_0^2}.$$

Передаточна функція оптимальної системи стабілізації

$$K_{\text{опт}}(p) = \frac{k_0 K(p)}{1 + k_0 (k_{21} + k_{22} p)},$$

де $k_0 = \frac{b_0}{q}$.

Знайдемо оптимальне керування для задачі стеження при вхідному сигналі $X(t) = 1(t) - 1(t - \tau)$. Оптимальне керування визначається співвідношеннями (2.9) та (2.15):

$$U(t) = -[k_{21}g_1(t) + k_{22}g_2(t)]k_0 + k_0 Z_2(t).$$

Параметр $Z_2(t)$ розраховується у відповідності з (2.15) з такої системи рівнянь:

$$\dot{Z}(t) = b_0 k_0 k_{21} Z_2(t) + X_1(t);$$

$$\dot{Z}_2(t) = -Z_1(t) + (b_0 k_0 k_{22} - a_1) Z_2(t) + \alpha X_2(t),$$

де $X_1(t) = 1(t - \tau)$; $X_2(t) = \dot{X}_1(t) = 0$.

На рис.2.2 наведена структурна схема спроектованої системи, для обчислення параметра $Z_2(t)$ якої введений обчислювальний пристрій. Передаточну функцію такого пристрою визначимо з останньої системи рівнянь:

$$K_{\text{cc}}(p) = -\frac{1}{p^2 + c_1 p + c_0},$$

де $c_1 = a_1 - b_0 k_0 k_{22}$; $c_0 = b_0 k_0 k_{21}$.

В оптимальних системах стабілізації та стеження, розглянутих раніше, вважали, що вектор стану об'єкта керування повністю відомий, тобто його можна виміряти за допомогою відповідних датчиків. На практиці це реалізувати нереально. Зокрема, можна виміряти тільки частину змінних стану при



деякому їх сполученні, при цьому вимірювання містять випадкові помилки. Крім того, сама система, як правило, підлягає дії випадкових збуджень. Таким чином, для формування оптимального керування необхідно спочатку оцінити вектор стану, що можна зробити при побудові математичної моделі об'єкта керування.

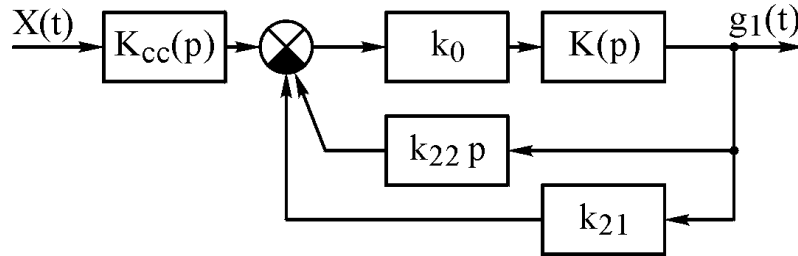


Рис.2.2. Структурна схема оптимальної системи другого порядку

Для об'єкта керування, який описується рівняннями (2.3), оцінку стану можна провести у відповідності з математичною моделлю

$$\dot{\hat{\mathbf{G}}}(t) = \bar{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{G}}(t) + \bar{\mathbf{B}} \bar{\mathbf{U}}(t), \quad (2.17)$$

де $\hat{\mathbf{G}}(t)$ – оцінка вектора стану.

Якщо початкові значення векторів $\bar{\mathbf{G}}(0)$ та $\hat{\mathbf{G}}(0)$ однакові, то в будь-який момент часу $\hat{\mathbf{G}}(t) = \bar{\mathbf{G}}(t)$. Однак точного значення $\hat{\mathbf{G}}(0)$ отримати неможливо, тому оцінка $\hat{\mathbf{G}}(t)$ за моделлю (2.17) дає великі помилки. Щоб уникнути цей недолік на вхід оцінювача стану крім сигналу $\bar{\mathbf{U}}(t)$ подають сигнал неузгодження $\bar{\mathbf{Y}}(t) - \bar{\mathbf{C}}^T \bar{\mathbf{G}}(t)$, а замість рівняння (2.17) використовують рівняння

$$\dot{\hat{\mathbf{G}}}(t) = \bar{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{G}}(t) + \bar{\mathbf{L}} \left[\bar{\mathbf{Y}}(t) - \bar{\mathbf{C}}^T \hat{\mathbf{G}}(t) \right] + \bar{\mathbf{B}} \bar{\mathbf{U}}(t) \quad (2.18)$$

або

$$\dot{\hat{\mathbf{G}}}(t) = [\bar{\mathbf{A}} - \bar{\mathbf{L}} \bar{\mathbf{C}}^T] \hat{\mathbf{G}}(t) + \bar{\mathbf{L}} \bar{\mathbf{Y}}(t) + \bar{\mathbf{B}} \bar{\mathbf{U}}(t), \quad (2.19)$$

де $\bar{\mathbf{L}}$ – вектор підсилення, який має розмірність $n \times m$; m – розмірність вихідного вектора.

Складові вектора $\bar{\mathbf{L}}$ вибирають такими, щоб

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\bar{\mathbf{G}}(t) - \hat{\mathbf{G}}(t)] = 0. \quad (2.20)$$

Якщо власні значення матриці $[\bar{\mathbf{A}} - \bar{\mathbf{L}} \bar{\mathbf{C}}^T]$ в співвідношенні (2.20) вибрати таким чином, щоб їх дійсні частини були від'ємними, то при будь-яких початкових значеннях $\hat{\mathbf{G}}(0)$ забезпечується виконання умови (2.20).



Після того, як знайдено оцінку вектора стану об'єкта керування, можна використовувати алгоритм керування, який отримано при вирішенні задачі оптимальної стабілізації та стеження. На рис.2.3 наведена повна структурна схема оптимальної системи стабілізації з оцінювачем вектора стану та зворотним зв'язком. Оцінювач побудований у відповідності з рівнянням (2.18) як оптимальний фільтр Калмана, характеристики якого залежать від динамічних властивостей об'єкта керування та завад, але не залежать від критерію оптимальності системи керування.

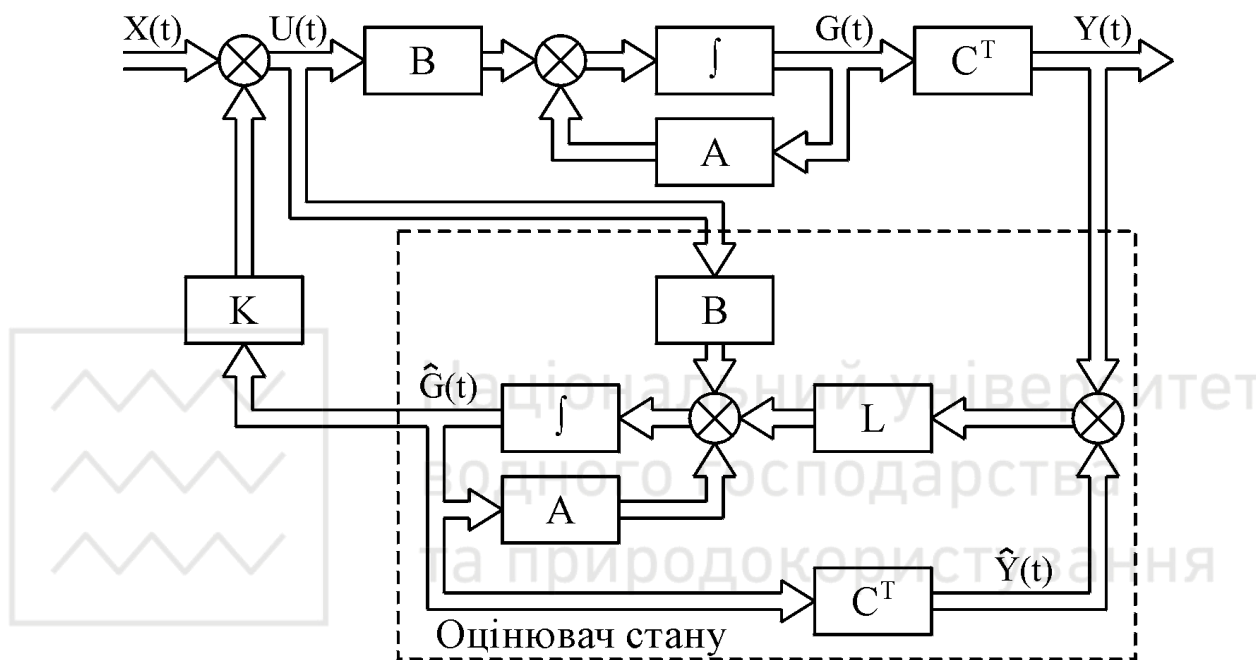


Рис.2.3. Повна структурна схема оптимальної системи стабілізації

Оцінка стану та оптимальне керування за квадратичним функціоналом (2.4) являє собою вирішення дуальної задачі. Якщо одна з них вирішена, то у відповідності з принципом дуальності нескладно вирішити і другу задачу. Тому при вирішенні задач фільтрації та детермінованого керування використовуються одні й ті самі програми для ЕОМ.

Контрольні запитання

1. Яким чином вирішуються задачі оптимізації систем радіоавтоматики?
2. Наведіть класифікаційні ознаки оптимальних систем радіоавтоматики.
3. Як вибрати критерій оптимальності при проектуванні оптимальних систем радіоавтоматики?
4. Наведіть структурну схему оптимальної системи стабілізації.
5. Який математичний апарат використовується при синтезі оптимальних систем радіоавтоматики?
6. Визначте алгоритм оптимального керування для заданої системи РА.



3. АДАПТИВНІ СИСТЕМИ РАДІОАВТОМАТИКИ

3.1. Загальна характеристика та класифікація адаптивних систем

Реальні системи РА працюють в таких умовах, що характеристики вхідного та збуджувального сигналів або відомі недостовірно, або суттєво змінюються з часом. Деякі випадкові зміни можуть відбуватися і з параметрами самої системи. Зокрема, це відноситься до коефіцієнтів передачі дискримінаторів систем РА, які залежать від потужності прийнятого радіосигналу та особливостей побудови системи автоматичного регулювання підсилення (АРП). Тому якість роботи систем РА, синтезованих в розрахунку на визначені умови функціонування, на практиці може бути суттєво нижча очікуваної. Запобігти цьому дозволяє побудова адаптивних систем, параметри або навіть структура яких при зміні зовнішніх умов автоматично змінюються, тим самим підтримується оптимальний, близький до оптимального або заданий режим роботи.

Адаптивні системи характеризуються відсутністю 100% вихідної інформації про характер сигналів та властивості окремих елементів системи, зокрема, властивості об'єктів регулювання. Адаптивні системи складають клас спеціальних нелінійних систем. Неповна частина інформації в процесі регулювання поповнюється за рахунок деякого ускладнення традиційної функціональної схеми, а саме з'являється додатковий контур адаптації. Типова схема адаптивної системи РА була розглянута в першій частині навчального посібника (глава №5) в розділі виключення статичних похибок під назвою інваріантної системи.

Адаптивні системи можна розділити на дві групи:

- 1) системи екстремального регулювання;
- 2) системи, самоналагоджувані (ССН) за еталонною моделлю.

В системах екстремального регулювання забезпечується автоматичний пошук та фіксація екстремуму (мінімуму або максимуму) нелінійної статичної характеристики, яка описує властивості об'єкта регулювання.

Самоналагоджувані системи будують за принципом нарощування, який полягає в тому, що до основного контуру стеження додають пристрій налагодження його параметрів.

Оптимальні значення параметрів пристрою керування ССН визначаються шляхом аналітичного аналізу або за рахунок використання спеціальних випробувальних сигналів, відносно яких оцінюється критерій якості роботи та організується відповідне переналагодження параметрів пристрою керування. ССН першого типу носять назву аналітичних, другого – пошукових. Від-



різняють також ССН з налагодження за зовнішніми діями та за характеристиками об'єкта керування.

На рис.3.1 наведена узагальнена структурна схема ССН, яка складається з основного контуру, який працює за принципом відхилення, та пристрою адаптації (ПА), призначеного для цілеспрямованої зміни характеристик пристрою керування (ПУ). В ПА аналізується відповідність критерію якості заданому (оптимальному) значенню, в результаті чого генеруються сигнали для зміни параметрів налагодження ПУ.

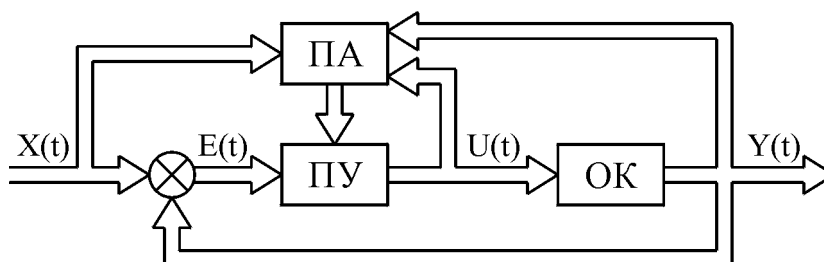


Рис.3.1. Узагальнена структурна схема ССН

Розглянемо ССН з настроюванням за зовнішнім збудженням (рис.3.2.), структурна схема якої є окремим випадком узагальненої. В таких системах оптимальний режим забезпечується за рахунок вимірювання характеристик зовнішніх збуджень. В ПА вирішується задача оцінки параметрів вхідного сигналу та формується алгоритм самоналагодження, який забезпечує оптимізацію критерію якості роботи системи. Цим критерієм є квадрат сумарної похибки

$$J = \sigma^2(t) = e_d^2(t) + \sigma_E^2(t), \quad (3.1)$$

де $e_d(t)$ – динамічна похибка; $\sigma_E^2(t)$ – дисперсія похибки відносно випадкових складових сигналів.

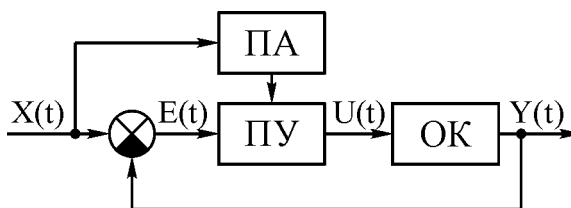


Рис.3.2. Структурна схема ССН з настроюванням за зовнішнім збудженням

При аналізі таких ССН вважають, що кількість похідних від сигналу обмежена, а характеристики випадкових збуджень відомі з точністю до параметрів. Крім того, вважають, що зміна параметрів збуджень відбувається набагато повільніше в порівнянні з перехідними процесами в ССН.

Приклад 3.1. Передаточна функція системи в розімкнутому стані має вигляд $K_{\text{роз}}(p) = \frac{K(1 + p\tau)}{p^2}$. На вхід замкненої системи подається сигнал $X(t) = 0.5\alpha_2 t^2$



та діє завада з відомою спектральною густиною $S_3(\omega) = N_3$. Знайти часову зміну коефіцієнта підсилення $K(t)$ для оптимальної системи (мінімум квадрата сумарної помилки).

Використовуючи теорему про кінцеве значення функції, знайдемо сумарну середньоквадратичну помилку системи ПА:

$$\sigma_\Sigma^2 = m_E^2 + \sigma_E^2 = \left\{ \lim_{p \rightarrow 0} p K_E(p) m_X(p) \right\}^2 + \sigma_E^2 = \frac{\ddot{X}^2(t)}{K^2} + \frac{N_3(1 + K\tau^2)}{2\tau}.$$

Оптимальне значення коефіцієнта підсилення, що відповідає мінімуму співвідношення (3.1), обчислимо за умови

$$\frac{\partial \sigma_E^2}{\partial K^2} = -\frac{2\ddot{X}^2(t)}{K_{\text{опт}}^4} + \frac{N_3\tau}{2} = 0,$$

звідки

$$K_{\text{опт}} = \sqrt[3]{\frac{4\ddot{X}^2(t)}{N_3\tau}}.$$

Таким чином, в ПА (рис.3.2) повинна обчислюватись друга похідна сигналу $\ddot{X}^2(t)$ та значення коефіцієнта підсилення $K_{\text{опт}}$, яке слід встановити в ПУ системи. Оптимальний коефіцієнт підсилення $K_{\text{опт}}$ може бути обчислений заздалегідь та знаходитись у пам'яті системи. В процесі роботи системи за вимірним значенням $\ddot{X}^2(t)$ в ПУ системи встановлюється потрібне значення $K_{\text{опт}}(t)$.

При виборі структури ПА можливі два інших підходи. В першому параметри, що налаштовуються, змінюються таким чином, щоб компенсувати відхилення критерію якості від заданого значення та зберегти його на потрібному рівні. В другому випадку параметри об'єкта керування та зовнішніх збуджень ідентифікуються. Зв'язок цих параметрів з регульованими параметрами ПУ системи відомий та реалізується в ПА, в результаті чого досягається адаптація критерію якості до зміни зовнішніх умов.

Системи, в яких реалізується перший підхід (без ідентифікації характеристик зовнішніх дій та об'єкта керування), називають ССН за еталонними моделями, а системи, які реалізують другий підхід – адаптивними системами з ідентифікатором.

3.2. Системи, самоналагоджувані за еталонною моделлю

Розглянемо структурну схему ССН за еталонною моделлю, наведену на рис.3.3. Рівняння, яке зв'язує вхідний та вихідний процеси в системі, можна записати таким чином:



$$\begin{aligned} Y(p) &= K_1(p)E(p) = K_1(p)X(p) - K_1(p)Y_{33}(p) = K_1(p)X(p) - K_1(p)K_2(p)\Delta Y(p) = \\ &= K_1(p)X(p) - K_1(p)K_2(p)Y(p) + K_1(p)K_2(p)Y_M(p) = \\ &= K_1(p)X(p) - K_1(p)K_2(p)Y(p) + K_1(p)K_2(p)K_M(p)X(p). \end{aligned} \quad (3.2)$$

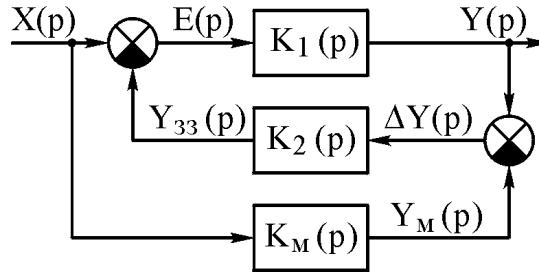


Рис.3.3. Структурна схема ССН за еталонною моделлю

З останнього співвідношення можна отримати передаточну функцію ССН за еталонною моделлю, структурна схема якої наведена на рис.3.3:

$$K_{\text{екв}}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{K_1(p)\{1 + K_2(p)K_M(p)\}}{1 + K_1(p)K_2(p)}. \quad (3.3)$$

Знайдемо умову, при виконанні якої передаточна функція системи буде еквівалентна передаточній функції моделі, тобто $K_{\text{екв}}(p) = K_M(p)$. Розв'язавши рівняння (3.3) відносно $K_M(p)$, отримаємо

$$K_M(p) = K_1(p). \quad (3.4)$$

Таким чином, при виконанні умови (3.4) передаточна функція системи $K_{\text{екв}}(p)$ буде еквівалентна передаточній функції моделі $K_M(p)$. На практиці, як правило, $K_1(p) \gg 1$ та $K_2(p) \gg 1$, тому

$$K_{\text{екв}}(p) \approx \frac{K_1(p)K_2(p)K_M(p)}{K_1(p)K_2(p)} = K_M(p).$$

Розглянутий приклад ССН за еталонною моделлю стосується самоналагодження за критерієм стабільності передаточної функції моделі $K_M(p)$.

В розглянутій системі сигнал відхилення $\Delta Y(p)$, який дорівнює різниці сигналів з виходу системи $Y(p)$ та з виходу моделі $Y_M(p)$, є входним сигналом кола самоналагодження, за допомогою якого відбувається зміна параметрів системи, за рахунок чого розузгодження $\Delta Y(p)$ стає неможливим. З схеми рис.3.3 видно, що коло самоналагодження утворює в ССН замкнений контур, стійкість якого впливає на стійкість всієї ССН. Для перевірки стійкості ССН використовують прямий метод Ляпунова, у відповідності з яким обмежене значення $\Delta Y(p)$ відповідає стійкості ССН. Ознайомимось з цим методом на конкретному прикладі.

Приклад 3.2. Система в розімкненому стані описується рівнянням

$$\frac{d^2 Y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = K_0(t)K_n E(t), \quad (3.5)$$



де a_0, a_1 – постійні коефіцієнти; $K_0(t)$ – коефіцієнт передачі об'єкта керування; K_n – регульований коефіцієнт підсилення пристрою керування.

Рівняння моделі має вигляд

$$\frac{d^2 Y_M(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dY_M(t)}{dt} + a_0 Y_M(t) = K_M E(t). \quad (3.6)$$

Знайти алгоритм для регульованого коефіцієнта підсилення пристрою керування та умову стійкості ССН.

Віднявши з рівняння (3.5) рівняння (3.6), отримаємо

$$\frac{d^2 \Delta Y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{d\Delta Y(t)}{dt} + a_0 \Delta Y(t) = B_0(t) E(t), \quad (3.7)$$

де $B_0(t) = K_0(t) K_n - K_M$.

Перепишемо останнє співвідношення у такому вигляді:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta Y_1(t)}{dt} &= \Delta Y_1(t) \Delta Y_2(t) + a_0 \Delta Y(t); \\ \frac{d\Delta Y_2(t)}{dt} &= -a_0 \Delta Y_1(t) - a_1 \Delta Y_2(t) + B_0(t) E(t). \end{aligned} \quad (3.8)$$

Виберемо функцію Ляпунова

$$V = a_0 \Delta Y_1^2(t) + \Delta Y_2^2(t) + B_0^2(t). \quad (3.9)$$

Повна похідна від функції Ляпунова (3.9)

$$\frac{dV}{dt} = 2 \left[a_0 \Delta Y_1(t) \frac{d\Delta Y_1(t)}{dt} + \Delta Y_2(t) \frac{d\Delta Y_2(t)}{dt} + B_0(t) \frac{dB_0(t)}{dt} \right],$$

або з урахуванням співвідношення (3.8)

$$\frac{dV}{dt} = 2 \left\{ -a_1 \Delta Y_2^2(t) + B_0(t) \left[\Delta Y_2(t) E(t) + \frac{dB_0(t)}{dt} \right] \right\}. \quad (3.10)$$

У відповідності з прямим методом Ляпунова, якщо $\frac{dV}{dt}$ буде знаковизначальною функцією протилежного знаку в порівнянні з V , то система є асимптотично стійкою та відхилення $\Delta Y_1(t)$ і $\Delta Y_2(t)$ прямують до нуля. В розглянутому прикладі ця умова виконується, якщо

$$\frac{dB_0(t)}{dt} = -\Delta Y_2(t) E(t). \quad (3.11)$$

Зобразимо $K_0(t)$ у вигляді $K_0(t) = K_0 + \Delta K_0(t)$, де K_0 – стале номінальне значення коефіцієнта передачі; $\Delta K_0(t)$ – його змінна складова, зміна якої відбувається повільно у порівнянні з процесом самоналагодження, тому його похідну на інтервалі часу самоналагодження можна вважати рівною нулю. Тому з співвідношень

(3.7) та (3.11) виходить, що $\frac{dK_n(t)}{dt} = \frac{\Delta Y_2(t) E(t)}{K_0}$, або

$$K_n(t) = \frac{1}{K_0} \int_0^t \Delta Y_2(t) E(t) dt. \quad (3.12)$$



На рис.3.4 наведена структурна схема ССН, яка відповідає алгоритму самоналагодження (3.12). В розглянутому прикладі за критерій оптимальності прийнято наближення вихідного сигналу системи $Y(t)$ до сигналу моделі $Y_M(t)$.

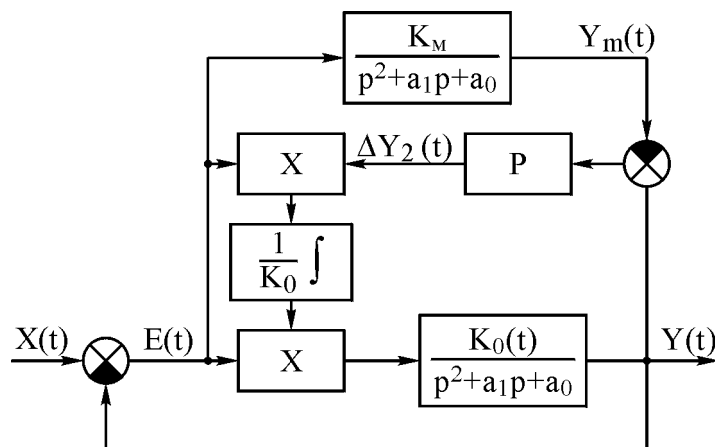


Рис.3.4. Структурна схема ССН другого порядку

3.3. Використання ССН за еталонною моделлю в підсилювачах

Розглянуті принципи побудови ССН часто використовуються при проектуванні широкосмугових вимірювальних підсилювачів. В таких прецизійних підсилювачах, на відміну від систем з АРП, де вимогою є підтримання сталого значення вихідної напруги, необхідним є забезпечення сталого значення заданого коефіцієнта передачі.

Серед методів стабілізації заданого коефіцієнта передачі можна виділити чотири основних:

- 1) використання принципу від'ємного зворотного зв'язку, запропонованого в 1934 р. американським інженером Блеком;
- 2) використання конструктивних методів стабілізації (термостатування, екранування і т.і.);
- 3) використання попереднього калібрування параметрів якості за прецизійним джерелом;
- 4) використання структурних методів підвищення точності на базі теорії автоматичного керування, зокрема, самоналагодження за еталонною моделлю.

Розглянемо основні типові схеми побудови широкосмугових вимірювальних підсилювачів за принципом самоналагодження. В таких підсилювачах напругу керування (розузгодження) можна подавати на вхід підсилювача, між двома каскадами підсилювача та на вихід.

На рис.3.5, а наведена структурна схема підсилювача, в якому напруга керування подається на вхід. Для такого підсилювача запишемо рівняння, яке зв'язує вхідний та вихідний сигнали:



$$\begin{aligned}
 U_{\text{вих}}(p) &= K_{\Pi}(p) \Delta U_{p1}(p) = K_{\Pi}(p) U_{\text{вх}}(p) + K_{\Pi}(p) U_{\text{упр}}(p) = K_{\Pi}(p) U_{\text{вх}}(p) + \\
 &+ K_2(p) K_{\Pi}(p) \Delta U_{p2}(p) = K_{\Pi}(p) U_{\text{вх}}(p) + K_2(p) K_{\Pi}(p) U_1(p) - \\
 &- K_2(p) K_{\Pi}(p) U_3(p) = K_{\Pi}(p) U_{\text{вх}}(p) + K_1(p) K_2(p) K_{\Pi}(p) U_{p1}(p) - \quad (3.13) \\
 &- K_2(p) K_3(p) K_{\Pi}(p) U_{\text{вих}}(p) = K_{\Pi}(p) U_{\text{вх}}(p) + K_1(p) K_2(p) U_{\text{вих}}(p) - \\
 &- K_2(p) K_3(p) K_{\Pi}(p) U_{\text{вих}}(p).
 \end{aligned}$$

З співвідношення (3.13) отримаємо передаточну функцію підсилювача

$$K_{\text{екв}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_{\Pi}(p)}{1 + K_2(p)[K_3(p)K_{\Pi}(p) - K_1(p)]}. \quad (3.14)$$

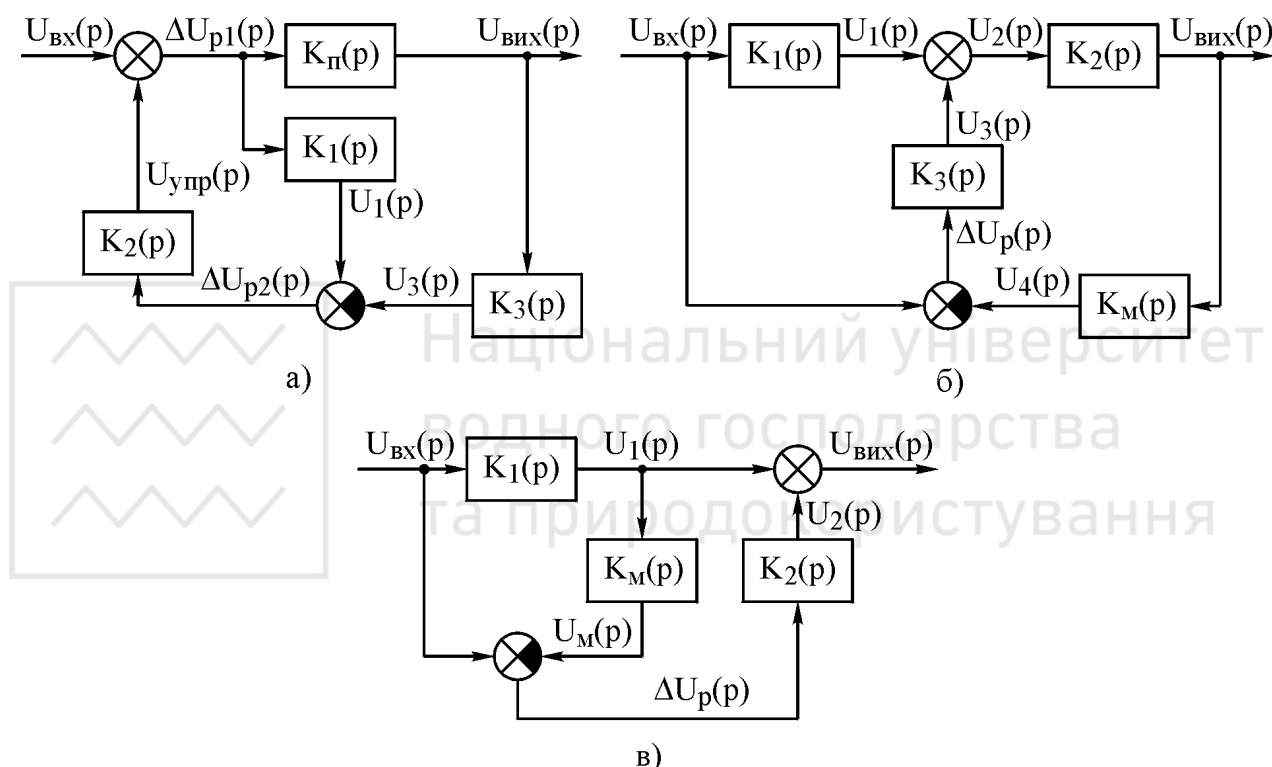


Рис.3.5. Структурні схеми підсилювачів з використанням принципу самоналагодження за еталонною моделлю

Знайдемо умову, при виконанні якої передаточна функція підсилювача буде еквівалентною заданій передаточній функції, тобто $K_{\text{вих}}(p) = K_{\Pi}(p) = K_{\text{зад}}(p)$. Вирішивши рівняння (3.14) відносно $K_{\Pi}(p)$, отримаємо

$$K_{\Pi}(p) = K_{\text{зад}}(p) = \frac{K_1(p)}{K_3(p)}. \quad (3.15)$$

Таким чином, якщо при налагодженні підсилювача забезпечити виконання умови (3.15), тобто $K_1(p) = K_{\Pi}(p) K_3(p)$, то $K_{\text{екв}}(p) = K_{\text{зад}}(p) = K_{\Pi}(p)$. Це приклад структурного методу підвищення стабільності заданого коефіцієнта підсилення.

Якщо напруга керування подається між двома каскадами підсилювача, (рис.3.5, б), то рівняння такого підсилювача запишеться у вигляді



$$\begin{aligned} U_{\text{вих}}(p) &= K_2(p)U_2(p) = K_2(p)U_1(p) + K_2(p)U_3(p) = K_1(p)K_2(p)U_{\text{вих}}(p) + \\ &+ K_2(p)K_3(p)\Delta U_p(p) = K_1(p)K_2(p)U_{\text{вих}}(p) + K_2(p)K_3(p)U_{\text{вих}}(p) - \\ &- K_2(p)K_3(p)U_4(p) = K_2(p)[K_1(p) + K_3(p)]U_{\text{вих}}(p) - \\ &- K_2(p)K_3(p)K_M(p)U_{\text{вих}}(p), \end{aligned} \quad (3.16)$$

а передаточна функція – співвідношенням

$$K_{\text{екв}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вих}}(p)} = \frac{K_2(p)[K_1(p) + K_3(p)]}{1 + K_2(p)K_3(p)K_M(p)}. \quad (3.17)$$

Умову еквівалентності можна знайти, прирівнявши еквівалентну передаточну функцію підсилювача $K_{\text{екв}}(p)$ зворотній передаточній функції моделі, тобто $K_{\text{екв}}(p) = K_M^{-1}(p)$. Розв'язавши останнє рівняння, знайдемо умову еквівалентності

$$K_M(p) = \frac{1}{K_1(p)K_2(p)}. \quad (3.18)$$

Таким чином, за умови вибору $K_M(p) = K_1^{-1}(p)K_2^{-1}(p)$ еквівалентний коефіцієнт передачі автоматично буде підтримуватись стабільним і рівним зворотному коефіцієнту передачі моделі.

Для підсилювача рис.3.5, в (напряга керування подається на вихід підсилювача) рівняння буде мати вигляд

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}}(p) &= U_1(p) + U_2(p) = K_1(p)U_{\text{вих}}(p) + K_2(p)\Delta U_p(p) = K_1(p)U_{\text{вих}}(p) + \\ &+ K_2(p)U_{\text{вих}}(p) - K_2(p)U_M(p) = [K_1(p) + K_2(p)]U_{\text{вих}}(p) - \\ &- K_2(p)K_M(p)U_1(p) = [K_1(p) + K_2(p) - K_1(p)K_2(p)K_M(p)]U_{\text{вих}}(p), \end{aligned} \quad (3.19)$$

а передаточна функція – визначатися співвідношенням

$$K_{\text{екв}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вих}}(p)} = K_1(p) + K_2(p) - K_1(p)K_2(p)K_M(p). \quad (3.20)$$

Умову еквівалентності знайдемо, прирівнявши еквівалентну передаточну функцію підсилювача передаточній функції моделі, тобто $K_{\text{екв}}(p) = K_M(p)$. Вирішивши останнє рівняння, знайдемо умову еквівалентності

$$K_{\text{екв}}(p) = K_M(p) = \frac{K_1(p) + K_2(p)}{1 + K_1(p)K_2(p)}. \quad (3.21)$$

Якщо $K_1(p) \gg 1$ та $K_2(p) \gg 1$, що часто виконується на практиці, останнє співвідношення можна переписати таким чином:

$$K_{\text{екв}}(p) = K_M(p) \approx \frac{K_1(p) + K_2(p)}{K_1(p)K_2(p)} = K_1^{-1}(p) + K_2^{-1}(p).$$



Розглянуті приклади показують, що за допомогою використання структурних методів підвищення точності на базі теорії автоматичного керування можна проектувати широкосмугові прецизійні вимірювальні підсилювачі, коефіцієнт передачі яких визначається коефіцієнтом передачі моделі, що входить до складу підсилювача.

3.4. Принципи побудови екстремальних систем

В радіотехнічних пристроях екстремальні системи використовуються в тих випадках, коли необхідно, щоб деякий параметр відповідав екстремальному значенню. Наприклад, іноді необхідно, щоб власна частота деякого коливального пристрою відстежувала зміни частоти сигналу.

Особливістю екстремальних систем є екстремальна характеристика (з явним мінімумом або максимумом) об'єкта керування, яка залежить від вхідних сигналів та в процесі роботи може змінюватися випадково, зберігаючи при цьому екстремальний вигляд. Задача керування полягає в тому, щоб сигнали на вході об'єкта керування забезпечували його роботу в екстремальному режимі.

Критерій оптимальності в системах керування визначається не вибраним функціоналом, а властивостями об'єкта керування. Це є основною відмінністю екстремальних систем від оптимальних.

Таким чином, в екстремальних системах забезпечується автоматичний пошук та фіксація екстремуму нелінійної статичної характеристики, яка описує властивості об'єкта регулювання. Існує декілька способів фіксації екстремумів:

- 1) з визначенням похідної $\frac{dY}{dX} = 0$;
- 2) з визначенням знаку похідної $\text{sign} \frac{dY}{dX}$;
- 3) з фіксацією зміни знаку приросту ФЧХ (крокові);
- 4) з запам'ятовуванням екстремуму.

На рис.3.6 наведена узагальнена структурна схема екстремальної системи, яка відрізняється від звичайної наявністю пошукового елемента (ПЕ).

В системах з визначенням похідної ПЕ формує сигнал $E(t) = K_0 S$, де K_0 – постійний коефіцієнт; $S = \frac{dY(t)}{dU(t)}$ – похідна від екстремальної характе-

ристики об'єкта керування. Через наявність операції диференціювання такі системи чутливі до завад. Цього недоліку не мають екстремальні системи, де в ПЕ визначається не похідна, а тільки її знак. Якщо похідна має від'ємний знак, то на екстремальній характеристиці робоча точка знаходиться праворуч



від максимуму (ліворуч від мінімуму), а якщо додатний знак – навпаки. В таких системах $E(t) = K_0 \text{sign} S$, тобто система є релейною.

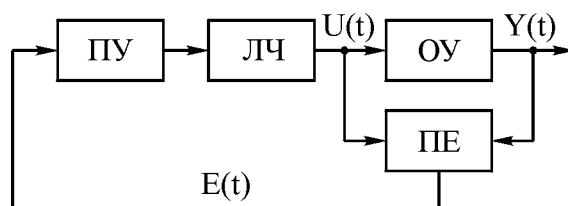


Рис.3.6. Узагальнена структурна схема екстремальної системи

В крокових екстремальних системах через визначені інтервали часу в ПЕ вимірюються та фіксуються в запам'ятовувальному пристрої вихідні сигнали об'єкта керування. Потім ці сигнали, що вимірюються на початку та в кінці інтервалу, порівнюються. Якщо вихідний сигнал об'єкта керування зменшується, то при переміщенні до максимуму змінюється на протилежний знак сигналу керування та навпаки. Крок інтервалу часу вибирають в залежності від змін екстремальної характеристики. Для захисту від завад крок слід вибирати якомога більшим, але при цьому погіршується якість стеження за змінами екстремуму.

В системах з запам'ятовуванням екстремуму ПЕ містить блок пам'яті, який запам'ятовує більші в порівнянні з записаними раніше значеннями Y (в системах з фіксацією максимуму), тобто запам'ятовування відбувається тільки при збільшенні сигналу Y . Сигнали з виходу об'єкта керування та запам'ятовувального пристрою порівнюються та, якщо максимуму не досягнуто, їх різниця буде рівною нулю. При досягненні або переході екстремальної точки сигнал на виході об'єкта керування зменшується, а сигнал на виході запам'ятовувального пристрою зберігає екстремальне значення, тому відбувається зміна знаку сигналу керування, що забезпечує переміщення до точки екстремуму.

В резонансних системах екстремум фіксують за допомогою АЧХ та ФЧХ. На рис.3.7 наведені АЧХ та ФЧХ коливального контуру. У випадку, коли для побудови екстремальної системи (регулятора) використовується АЧХ, то система є нелінійною в зв'язку з тим, що максимум характеристики буде розмитим, тобто виникають складності в фіксації екстремуму. При фіксації екстремуму за ФЧХ система буде лінійною, тому що в цьому випадку точка екстремуму припадає на лінійну ділянку характеристики. Такий регулятор називають екстремальним регулятором зі стабілізацією фази. Це означає, що автоматично фіксується фазовий зсув $0^\circ; \pm 90^\circ$ або $\pm 180^\circ$.

Розглянемо функціональну схему екстремального регулятора, наведену на рис.3.8.

В такому регуляторі блок ділення формує сигнал, який пропорційний похідній $\frac{dY}{dZ_{\text{extr}}}$, а логічний пристрій, визначивши знак цієї похідної, керує



роботою керувального елемента, завдяки чому забезпечується фіксація екстремуму. Однак на практиці найчастіше використовуються екстремальні регулятори з фіксацією фази.

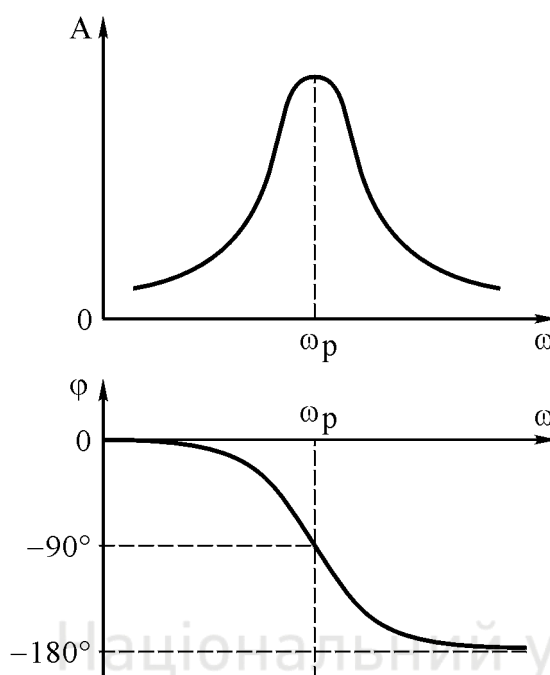


Рис.3.7. АЧХ та ФЧХ коливального контуру

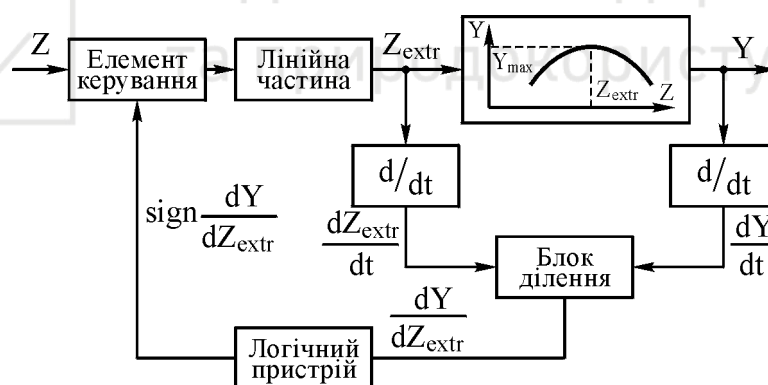


Рис.3.8. Функціональна схема екстремального регулятора

3.5. Фазові методи побудови екстремальних регуляторів

Екстремальні регулятори, які побудовані на принципі фіксації 0° ; $\pm 90^\circ$ та $\pm 180^\circ$ носять назву екстремальних регуляторів з фіксацією фази.

Розглянемо послідовний коливальний контур (рис.3.9), передаточна функція якого має вигляд

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{R}{R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC},$$



а ФЧХ визначається співвідношенням

$$\varphi(\omega) = 90^\circ - \operatorname{arctg} \frac{\omega RC}{1 - \omega^2 LC}.$$

На резонансній частоті $\omega_p = \frac{1}{LC}$, тобто $\varphi(\omega_p) = 0$. Таким чином, на основі послідовного коливального контуру (рис.3.9) можна реалізувати екстремальний регулятор з стабілізацією фазового зсуву 0° , функціональна схема якого наведена на рис.3.10.

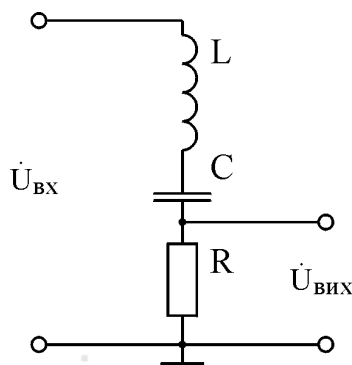


Рис.3.9. Електрична принципова схема послідовного коливального контуру



Рис.3.10. Функціональна схема екстремального регулятора з стабілізацією нульового фазового зсуву

В такому екстремальному регуляторі сигнал розузгодження з виходу фазового детектора (ФД) через фільтр нижніх частот (ФНЧ) та підсилювач постійного струму (ППС) потрапляє на виконавчий електродвигун, який при повороті осі змінює ємність або індуктивність послідовного коливального контуру доти, поки повні фази вихідної та вхідної напруг не збіжаться.

Перейдемо від функціональної до еквівалентної структурної схеми, складеної за правилами теорії автоматичного керування (рис.3.11).

Оцінимо розглянутий екстремальний регулятор за класифікаційними ознаками:

- 1) замкнений;



- 2) працює за принципом від'ємного зворотного зв'язку;
- 3) екстремальний з стабілізацією фази;
- 4) лінійний (перейшли від АЧХ до ФЧХ);
- 5) аналоговий;
- 6) астатичний (є електродвигун);
- 7) інерційний (електромеханічний);
- 8) одномірний;
- 9) одноконтурний;
- 10) детермінований.

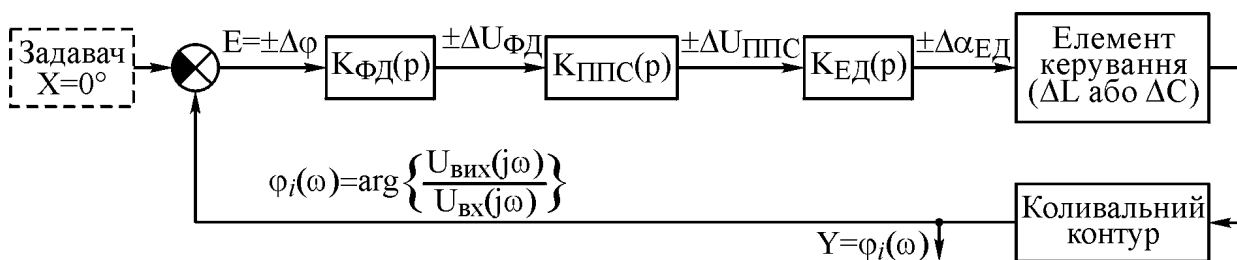


Рис.3.11. Еквівалентна структурна схема екстремального регулятора з стабілізацією нульового фазового зсуву

3.6. Екстремальні регулятори з додатковим пошуковим сигналом

Разом з розглянутими градієнтним та фазовим екстремальними регуляторами існує окремий клас екстремальних регуляторів, в яких для фіксації екстремуму використовується не основний сигнал, а додатковий, який носить назву пошукового або модульовального. На рис.3.12 наведена екстремальна характеристика об'єкта керування, на який діє пошуковий сигнал. Якщо сигналу керування відповідає точка 1 екстремальної характеристики, то на виході об'єкта керування діє сигнал тієї самої частоти, який збігається за фазою з пошуковим сигналом. Якщо сигналу керування відповідає точка 2 екстремальної характеристики, то сигнал на виході об'єкта керування буде мати протилежну фазу. Точці 3 екстремальної характеристики (екстремуму) відповідає подвійна частота пошукових коливань. Таким чином, фаза сигналу на виході об'єкта керування визначається положенням робочої точки відносно екстремуму характеристики.

На рис.3.13 наведена функціональна схема одновимірної екстремальної системи, в якій для індикації фази використовується синхронний детектор. Пошукові коливання $U_1(t) = B \sin \omega t$ створюються генератором пошукових коливань (ГПК). Так само, як і в системі рис.3.4, обчислюється градієнт $\frac{dY(t)}{dU(t)}$. В залежності від знаку градієнта з виходу релейного елемента (РЕ)



потрапляє позитивна або негативна напруга, в результаті чого виконавчий пристрій (ВП) здійснює переміщення до точки екстремуму. В розглянутій системі функції фільтра усереднення може виконувати виконавчий пристрій.

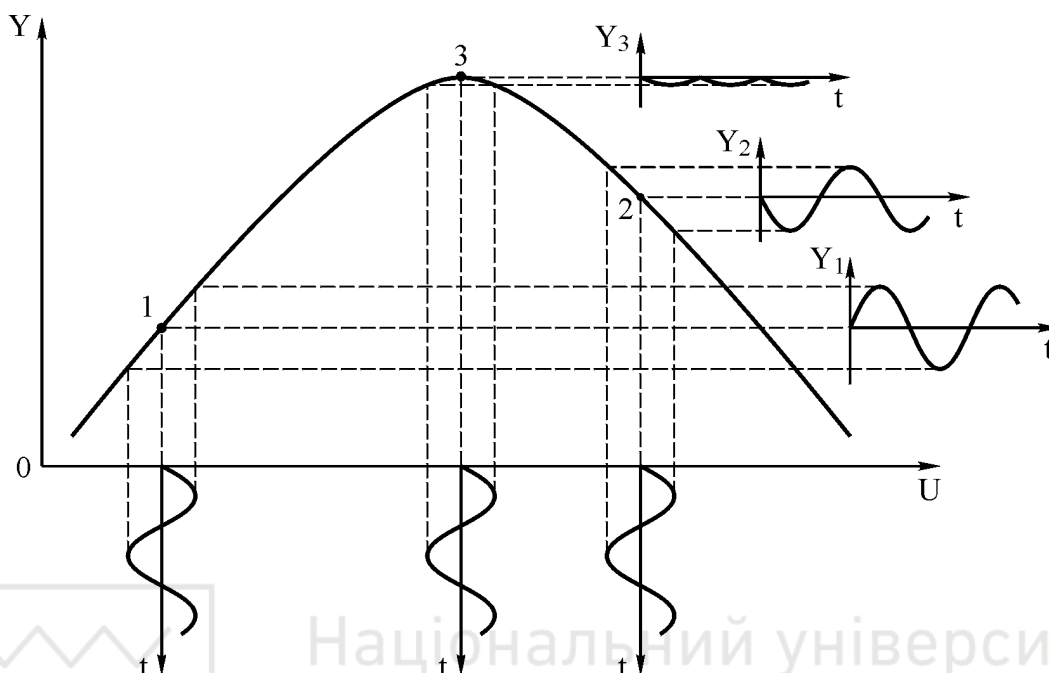


Рис.3.12. Екстремальна характеристика об'єкта керування

На такому принципі роботи базуються екстремальні системи підвищеної точності, які використовуються в радіопередавальних пристроях, радіолокаторах та вимірювальній техніці.

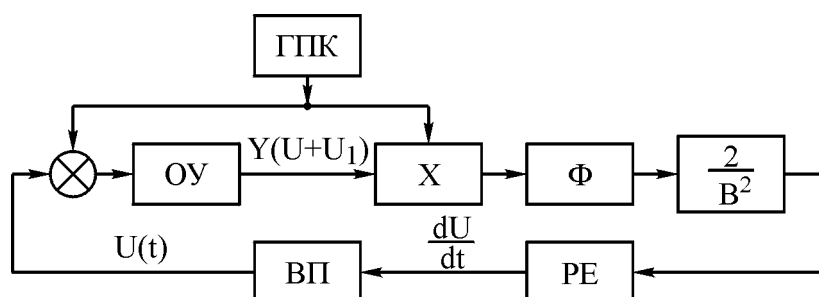


Рис.3.13. Структурна схема одновимірної екстремальної системи з пошуковим сигналом

Основним режимом роботи екстремальних систем є коливальний відносно екстремального значення. Тому якість таких систем оцінюється такими показниками: найбільшим відхиленням сигналу $U(t)$ від його екстремального значення; періодом коливань T та середнім значенням відхилення вихідного сигналу від екстремального значення, яке ще називають втратами на пошук.

Розглянемо методику оцінки якості роботи екстремальних систем з диференціюванням, покладаючи, що об'єкт керування є безінерційним елементом. Пристроєм керування в такій системі є релейний елемент з пороговим значенням E_0 , а виконавчим пристроєм – інтегрувальне коло. Рівняння пере-



микання виконавчого пристрою, яке визначається відхиленням U від екстремального значення, має вигляд $\frac{d}{dt} Y[U(t)] = E_0$.

Тому що в розглянутій системі $U = \pm C$, то рівняння перемикавання буде мати вигляд $\pm C \frac{dY(t)}{dU(t)} = E_0$. При апроксимації екстремальної характеристики залежністю $Y = kU^2$ рівняння перемикавання переписеться як $\pm 2CkU = E_0$, тобто $|U_{\max}| = \frac{E_0}{2kC}$. Період коливань, тобто час, за який сигнал $U(t)$ зміню-

ється від U_{\max} до U_{\min} та знов досягає значення U_{\max} , дорівнює $T = \frac{2E_0}{kC^2}$.

Втрати на пошук визначаються співвідношенням

$$R = \frac{1}{U_{\max} - U_{\min}} \int_{U_{\min}}^{U_{\max}} [Y(U) - Y(\bar{U})] dU = \frac{E_0^2}{12kC^2},$$

де $Y(\bar{U})$ – екстремальне значення сигналу, яке в розглянутому випадку дорівнює нулю.

В роботі [4] розглянуті оцінки якості роботи екстремальних систем інших типів.

Контрольні запитання

1. Назвіть основні характеристики адаптивних систем радіоавтоматики.
2. Охарактеризуйте дві основні групи адаптивних систем.
3. Наведіть узагальнену структурну схему ССН.
4. Які основні підходи реалізуються при виборі структури пристрою адаптації?
5. Який критерій використовується в ССН за еталонною моделлю?
6. Поясніть використання прямого методу Ляпунова в ССН.
7. Охарактеризуйте основні методи стабілізації заданого коефіцієнта передачі підсилювача.
8. Наведіть та проаналізуйте структурні схеми підсилювачів з використанням принципу самоналагодження за еталонною моделлю.
9. Що таке екстремальні системи радіоавтоматики?
10. Поясніть принцип роботи екстремальної системи.
11. Наведіть узагальнену функціональну схему екстремального регулятора.
12. Назвіть особливості функціональної схеми екстремального регулятора з стабілізацією фази в порівнянні з градієнтним екстремальним регулятором.
13. Назвіть класифікаційні ознаки екстремального регулятора з стабілізацією фази.
14. Для чого в екстремальний регулятор вводять пошуковий сигнал?



4. ОСНОВНІ ЕЛЕМЕНТИ СИСТЕМ РАДІОАВТОМАТИКИ

Вимірювачі неузгодження або дискримінатори використовуються для виявлення неузгодження в системах РА та перетворення цього неузгодження в електричний сигнал, зручний для підсилення. В системах РА таким електричним сигналом є постійна або змінна напруга.

Вимірювачі неузгодження класифікують за виглядом вхідного сигналу системи РА. У відповідності з цим в навчальному посібнику розглянуті такі основні дискримінатори систем РА: частотні дискримінатори (вимірювачі частотного неузгодження); фазові дискримінатори (вимірювачі фазового неузгодження) та часові дискримінатори (вимірювачі часового неузгодження).

4.1. Частотні дискримінатори

Частотний дискримінатор (ЧД) призначений для перетворення відхилення частоти $\Delta f_{\text{пр}}$ вхідної напруги від заданої частоти настройки дискримінатора $f_{\text{пр.зад}}$ в пропорційну йому напругу $U_{\text{ЧД}}$ постійного струму. Частотні дискримінатори використовуються як елементи порівняння в системах частотної автопідстройки частоти гетеродинів радіоприймальних пристроїв, а також в доплеровських системах селекції рухомих об'єктів.

Існує декілька варіантів схем ЧД. Для вивчення принципу дії ЧД спочатку розглянемо спрощений варіант пристрою – ЧД на розладнаних контурах з двома підстроювальними елементами. Але на практиці практично в усіх системах використовується лише один підсилювальний елемент.

Для того, щоб вихідна напруга частотного дискримінатора залежала лише від частоти вхідного сигналу і не залежала від його амплітуди, на вході дискримінатора ставлять амплітудний обмежувач (рис.4.1). Введемо такі позначення: S – крутизна характеристики транзисторів; $Z_1(f)$ та $Z_2(f)$ – модулі комплексних опорів резонансних контурів в колекторних колах транзисторів (рис.4.2, а); $k_{\text{д}}$ – коефіцієнт передачі амплітудних детекторів; $\tau_{\text{ф}}$ – стала часу фільтрів низьких частот амплітудних детекторів; f – частота вхідного сигналу; $f_{\text{пр.зад}}$ – частота настроювання ЧД; f_1 та f_2 – резонансні частоти RLC – контурів; $\Delta f_{\text{пр}} = f - f_{\text{пр.зад}}$ – розлад вхідного сигналу, тобто відхилення частоти вхідного сигналу від частоти настроювання дискримінатора; Z_0 – опір резонансних контурів на частоті настроювання ЧД; U_0 – напруга сигналу на виході обмежувача амплітуди.

В цьому випадку напруги постійного струму $U_1(f)$ та $U_2(f)$ на виході амплітудних детекторів дискримінатора

$$U_1(f) = U_0 k_{\mathcal{L}} S Z_1(f), \quad U_2(f) = U_0 k_{\mathcal{L}} S Z_2(f)$$

та, відповідно, вихідна напруга $U_{\text{чд}}$ дискримінатора (рис.4.2, б)

$$U_{\text{qfl}}(\mathbf{f}) = U_2(\mathbf{f}) - U_1(\mathbf{f}) = U_0 k_{\text{fl}} S[Z_2(\mathbf{f}) - Z_1(\mathbf{f})].$$

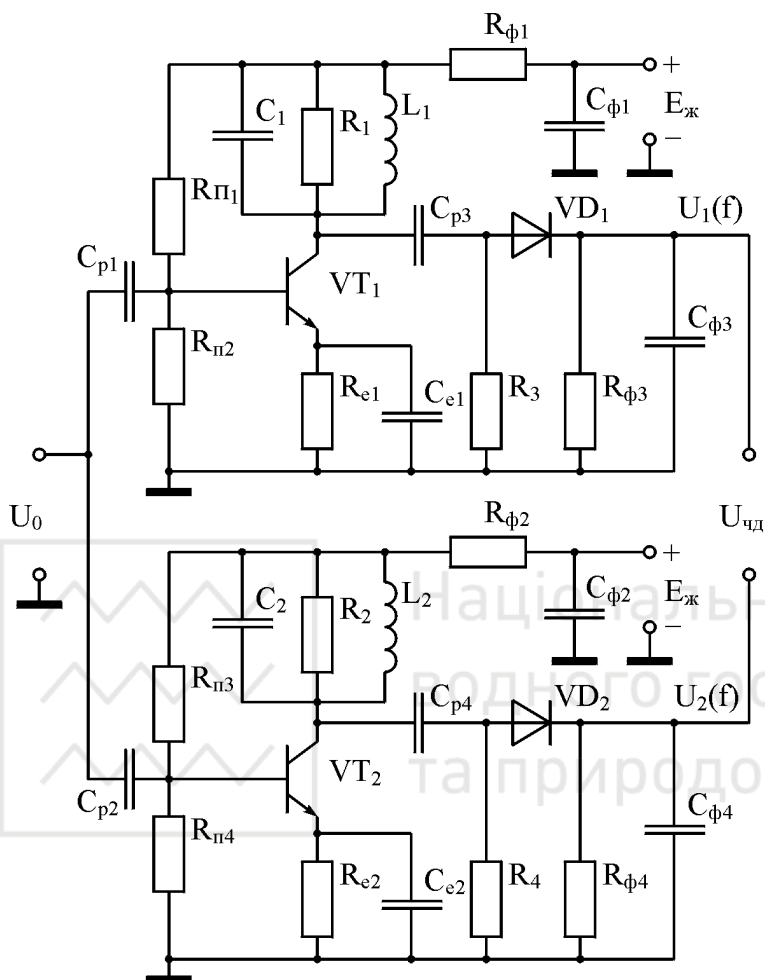


Рис.4.1. Електрична принципова схема частотного дискримінатора

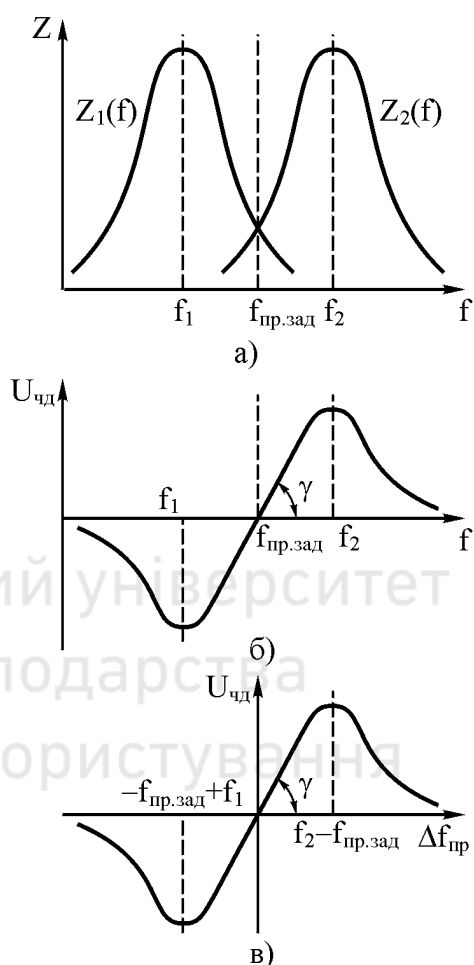


Рис.4.2. Резонансні характеристики контурів (а) та статичні характеристики ЧД (б, в)

При малих розладах

$$\begin{aligned} U_{\text{чД}}(f) &= U_0 k_{\text{Д}} S \{ Z_2(f) - Z_0 - [Z_1(f) - Z_0] \} = U_0 k_{\text{Д}} S \frac{2\Delta Z}{\Delta f} \Delta f \approx \\ &\approx 2U_0 k_{\text{Д}} S \frac{dZ}{df} \Delta f = k_{\text{чД}} \Delta f, \end{aligned}$$

де $k_{\text{чД}} = 2U_0 k_{\text{д}} S \frac{dZ}{df}$ – коефіцієнт передачі ЧД, $\frac{\text{В}}{\Gamma_{\text{П}}}$.

Отримані співвідношення характеризуються графіками на рис.4.2, з яких видно, що ЧД є обмежено-лінійним колом, при цьому тривалість лінійної ділянки дискримінаційної характеристики (рис.4.2, в) визначається смугою пропускання резонансних контурів дискримінатора: $\Delta f_{\text{п. max}} =$



$= 2(f_{\text{пр.зад}} - f_1) = 2(f_2 - f_{\text{пр.зад}}) = f_2 - f_1$. Для згладжування пульсацій напруги на виході амплітудних детекторів дискримінатора включені фільтри низьких частот із сталою часу $\tau_\phi \approx \frac{5}{f_{\text{пр.зад}}}$. З врахуванням фільтра низьких частот передаточна функція ЧД буде мати вигляд

$$K_{\text{чд}} = \frac{U_{\text{чд}}(p)}{\Delta F(p)} = \frac{k_{\text{чд}}}{1 + p\tau_\phi},$$

тобто ЧД як динамічне коло є аперіодичним колом першого порядку.

На рис.4.3, а наведена схема балансного ЧД з двома взаємно зв'язаними, однаково настроєними контурами та з фазовим детектуванням. Якщо частота $f_{\text{пр}}$ вхідного сигналу дорівнює частоті настроювання $f_{\text{пр.зад}}$ контурів, то напруга $U_2(t)$ зсунута за фазою відносно напруги $U_1(t)$ на 90° (рис.4.3, б). В цьому випадку напруги U_3 та U_4 , які є вихідними напругами амплітудних детекторів, будуть однаковими, а $U_{\text{чд}} = 0$. При відхиленні частоти $f_{\text{пр}}$ від $f_{\text{пр.зад}}$ ($\Delta f_{\text{пр}} \neq 0$) фазовий зсув напруги $U_2(t)$ відносно $U_1(t)$ відрізняється від 90° , тому $U_3 \neq U_4$, а $U_{\text{чд}} \neq 0$. При зміні знаку $\Delta f_{\text{пр}}$ змінюється полярність напруги $U_{\text{чд}}$.

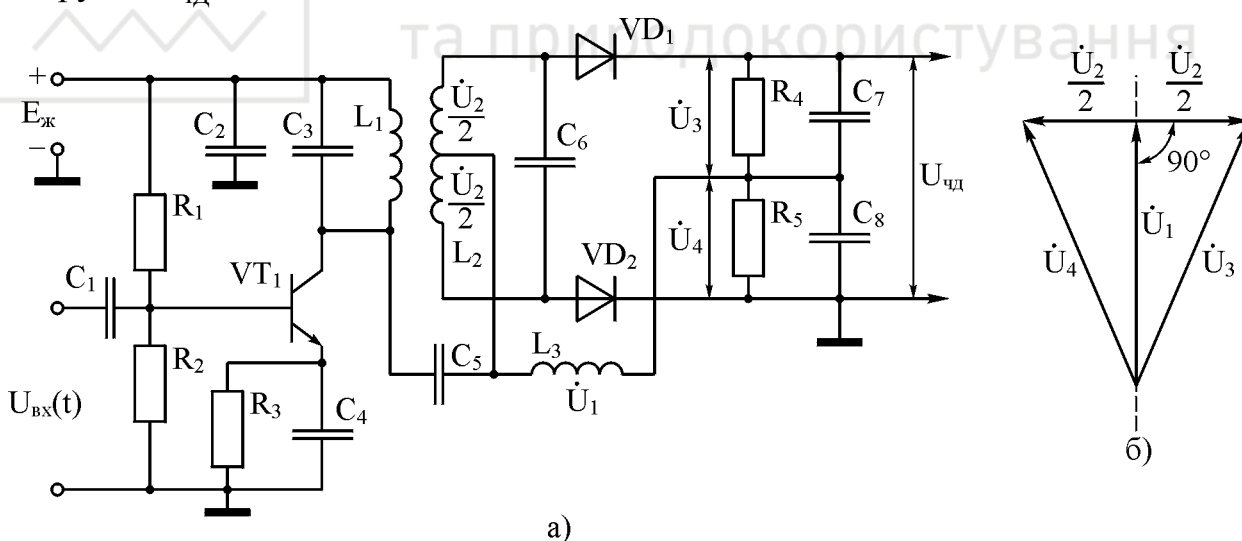


Рис.4.3. Балансний частотний дискримінатор: а – схема частотного дискримінатора з двома зв'язаними контурами та фазовим детектуванням; б – векторна діаграма напруг частотного дискримінатора

В частотно-імпульсних дискримінаторах синусоїдальна напруга, модульована за частотою, перетворюється в послідовність імпульсів, частота перетворення яких пропорційна відхиленню частоти сигналу від опорної частоти.

Структурна схема частотно-імпульсного дискримінатора наведена на рис.4.4 [32]. Такий ЧД називають дискримінатором нульового биття. Напруга опорної частоти ω_0 , яка виробляється генератором 1, подається на перший та



другий змішувачі 2 та 3 з однаковою початковою фазою. Напруга вхідного сигналу подається на змішувачі через фазозсувні кола: на змішувач 2 з зсувом на -45° , а на змішувач 3 – з зсувом на $+45^\circ$. Напруги на вході змішувачів будуть мати такий вигляд:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_{m1} \sin(\omega_{\text{вх}} - \omega_0)t = U_{m1} \sin \Delta\omega t; \\ U_2(t) &= U_{m2} \sin[(\omega_{\text{вх}} - \omega_0)t + 90^\circ] = U_{m2} \sin(\Delta\omega t + 90^\circ), \end{aligned} \quad (4.1)$$

де $\omega_{\text{вх}}$ – кругова частота вхідного сигналу; ω_0 – кругова частота сигналу опорного генератора (відповідає частоті настроювання дискримінатора); $\Delta\omega = \omega_{\text{вх}} - \omega_0$.

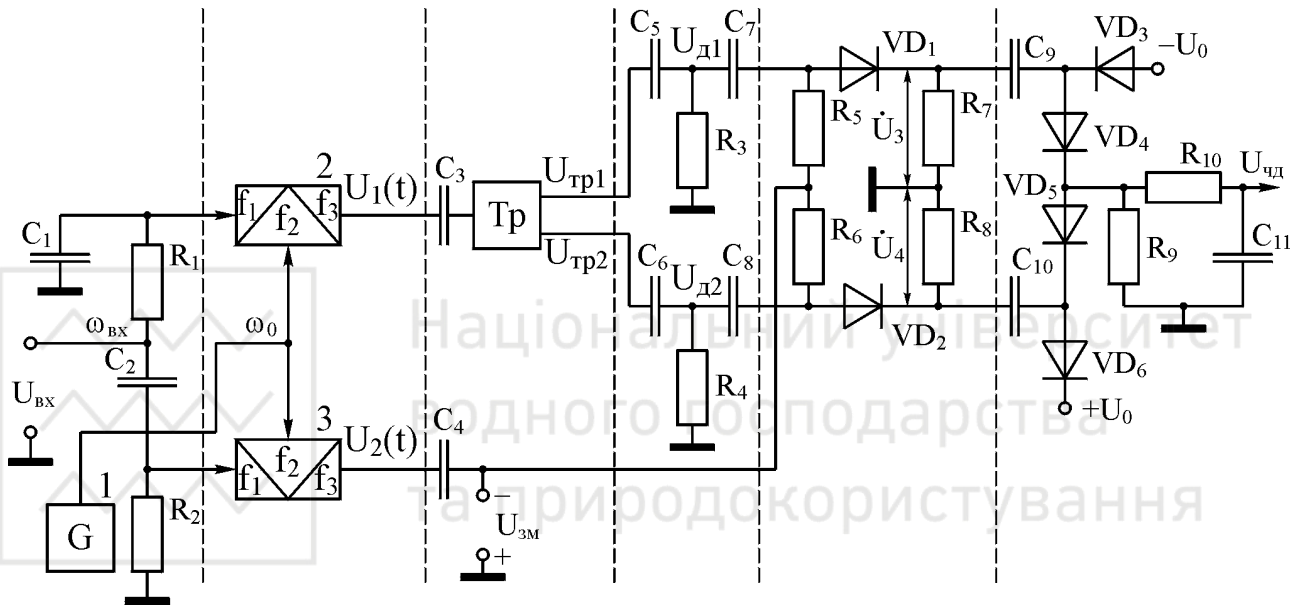


Рис.4.4. Структурна схема частотно–імпульсного дискримінатора

Як видно з співвідношень (4.1), напруги $U_1(t)$ та $U_2(t)$ на виході змішувачів 2 та 3 мають фазовий зсув, який дорівнює 90° (рис.4.5, а та б при $\omega_{\text{вх}} > \omega_0$). На виході тригера 4 з'являються дві напруги прямокутної форми (рис.4.5, в, д) з частотою повторення $\Delta\omega$. Ці напруги диференціюються колами R3C5 та R4C6 (рис.4.5, г, є) та подаються на діоди VD1 та VD2 селекторів. На входи селекторів підводиться також напруга з виходу змішувача 3 $U_2(t) = U_{m2} \sin(\Delta\omega t + 90^\circ)$ та напруга зміщення $U_{\text{зм}}$, де $|U_{\text{зм}}| = U_{m2}$. Емпіри напруг на діодах VD1 і VD2 наведені на рис.4.5, ж, з відповідно. На виході селектора на діоді VD1 формуються імпульси $U_3(t)$ (рис.4.5, і), які будуть заряджати конденсатор C9. Коло заряду складається з конденсатора C9, діода VD1 та резистора R9. В цьому випадку напруга на виході другого селектора буде дорівнювати нулю (рис.4.5, к). Імпульси напруги позитивної полярності при $\omega_{\text{вх}} < \omega_0$ та від'ємної полярності при $\omega_{\text{вх}} > \omega_0$ з частотою повторення $\Delta\omega$ з резистора R9 подаються на інтегрувальне коло R11C11, з якого знімається напруга $U_{\text{чд}}$, полярність якої визначається знаком $\Delta\omega$. Напруга $U_{\text{чд}}$



використовується для стабілізації частоти ω_0 керованого генератора.

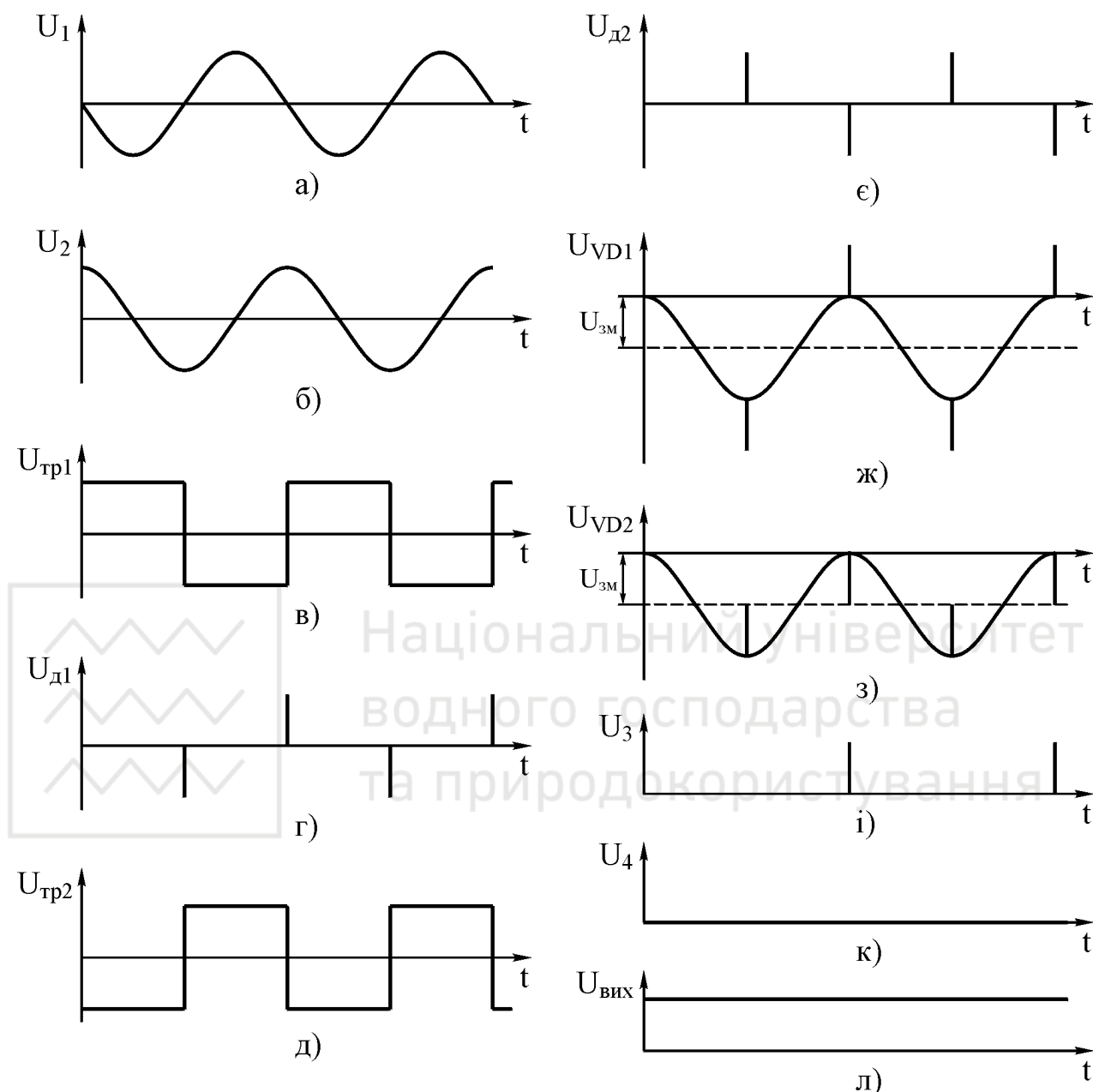


Рис.4.5. Діаграми напруг в частотно – імпульсному дискримінаторі

Перевагами частотно-імпульсного дискримінатора є висока лінійність статичної характеристики та можливість використання в будь-якому діапазоні частот, тому що дискримінатор не містить вузькосмугових фільтрів, які потребують перенастроювання при зміні частотного діапазону.

Частотний дискримінатор на основі компаратора складається з послідовно з'єднаного диференціувального кола (ДК) 1, генератора пилоподібної напруги (ГПН) 2, компаратора (К) 3 та фільтра низьких частот (ФНЧ) 4 (рис.4.6, а). Принцип роботи частотного дискримінатора полягає в тому, що на вхід ЧД потрапляє періодичний сигнал $U_{\text{вх}}(t)$ прямокутної форми (рис.4.6, в) та диференціюється диференціальним колом на основі VD1



(рис.4.6, б). Напруга $U_{\text{дк}}(t)$ (рис.4.6, г) з виходу потрапляє на вхід ГПН, побудованого на транзисторі VT1. У вихідному положенні транзистор VT1 закритий позитивною напругою U_{01} , яка знімається з нелінійного подільника, утвореного резистором R1 та діодом VD1. При цьому заряд конденсатора C2 через резистор R2 забезпечує формування прямого ходу пилкоподібної напруги $U_{\text{п}}(t)$ (рис.4.6, д). В момент приходу на базу VT1 від'ємного імпульсу (рис.4.6, г) транзистор VT1 відкривається та конденсатор C2 розряджається через перехід “колектор – емітер” насиченого транзистора з малою сталою часу.

Пилкоподібна напруга $U_{\text{п}}(t)$ потрапляє на інвертувальний вхід операційного підсилювача DA1, а на неінвертувальний вхід DA1 подається від'ємна за знаком опорна напруга U_0 (рис.4.6, д), яка знімається з середньої точки подільника, утвореного резисторами R3 та R4. Протягом часу, коли пилкоподібна напруга менша за абсолютним значенням опорної напруги, на виході операційного підсилювача DA1 формується позитивний імпульс $U_{\text{к}}(t) > 0$ з середнім значенням $U_{\text{ср}} > 0$, а коли пилкоподібна напруга перевищує за абсолютним значенням опорну напругу, на виході DA1 формується імпульс напруги від'ємної полярності (рис.4.6, е) з середнім значенням $U_{\text{ср}} < 0$.

Тривалість негативних та позитивних імпульсів напруги $U_{\text{к}}(t)$, а відповідно, полярність та величина постійної складової $U_{\text{вих}}(t)$ цієї напруги залежить від опорної напруги U_0 та частоти f вхідної напруги. Вибравши величину опорної напруги U_0 , можна змінювати частоту настроювання ЧД, на якій $U_{\text{вих}}(t) = 0$. Таким чином, за допомогою опорної напруги U_0 проводять настроювання ЧД на частоту $f_{\text{н}} = f_{\text{пр.зад}}$. При такому настроюванні $U_{\text{вих}}(t) = 0$, якщо $f = f_{\text{н}}$, $U_{\text{вих}}(t) > 0$, якщо $f > f_{\text{н}}$, та $U_{\text{вих}}(t) < 0$, якщо $f < f_{\text{н}}$. Вихідна напруга операційного підсилювача DA1 у вигляді послідовності різнополярних імпульсів подається на вхід ФНЧ (R6, C4) для виділення постійної складової напруги $U_{\text{вих}}(t)$ (рис.4.6, ж).

Статична характеристика ЧД наведена на рис.4.6, з. З рис.4.6, з виходить, що зона лінійності статичної характеристики ЧД дорівнює $2f_{\text{н}}$, де $f_{\text{н}} = f_{\text{пр.зад}}$ – частота настройки дискримінатора. Залежність вихідної напруги ЧД від розладу $\Delta f_{\text{пр}}$ має такий вигляд [24]:

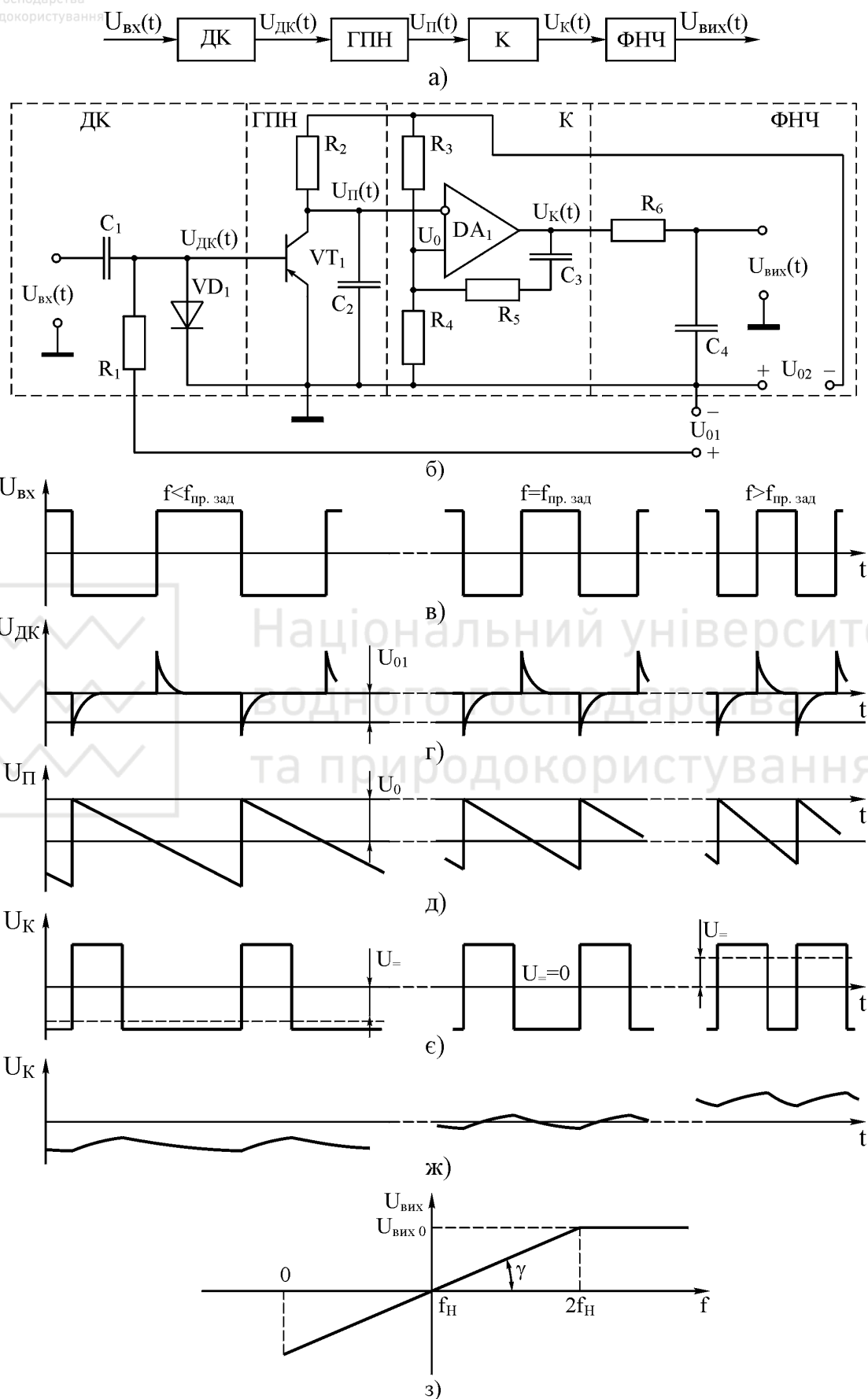


Рис.4.6. Функціональна (а) та принципова (б) схеми частотного дискримінатора, діаграми напруг в схемі частотного дискримінатора (в÷ж) та статична характеристика (з)

$$F(f) = \begin{cases} k_{\text{ЧД}} \Delta f_{\text{пр}}, & \text{при } |\Delta f_{\text{пр}}| \leq f_n; \\ U_{\text{вих0}} \text{sign } \Delta f, & \text{при } |\Delta f_{\text{пр}}| = f_n; \\ 0, & \text{при } |\Delta f_{\text{пр}}| < f_n; \\ U_{\text{вих0}}, & \text{при } |\Delta f_{\text{пр}}| \geq f_n, \end{cases}$$

де $\Delta f_{\text{пр}} = f - f_n$; $k_{\text{ЧД}}$ та $U_{\text{вих0}}$ – відповідно підсилення на лінійній ділянці та напруга насичення ЧД.

Таким чином, на базі розглянутого матеріалу можна сформулювати три функції, які реалізує ЧД в системах РА:

- 1) функція задавання мети регулювання ($f_{\text{пр.зад}}$);
- 2) функція частотного елемента порівняння, тобто формувача сигналу неузгодження $\Delta f_{\text{пр}} = f_{\text{пр}} - f_{\text{пр.зад}}$;
- 3) функція перетворення сигналу неузгодження $\Delta f_{\text{пр}}$ у вихідний сигнал ЧД – напругу постійного струму $U_{\text{ЧД}}$.

Функціональна схема ЧД (з врахування перерахованих функцій) наведена на рис.4.7. Задавач мети регулювання в деяких ЧД в явному вигляді на електричній принциповій схемі відсутній (ЧД на розладнаних контурах), а в деяких ЧД в якості задавача використовується генератор (стабілізований) $f_{\text{пр.зад}}$, наприклад, частотно-імпульсний дискримінатор.

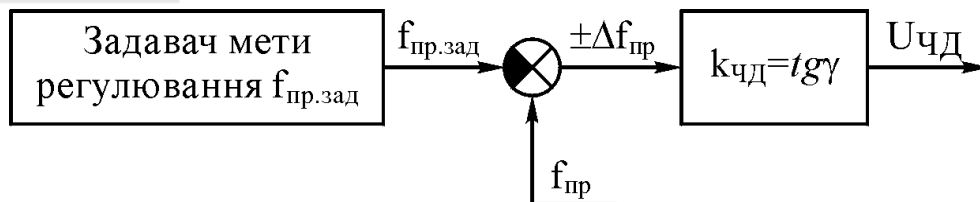


Рис.4.7. Функціональна схема частотного дискримінатора

4.2. Розрахунок частотних дискримінаторів на розладнаних контурах

Для ЧД на коливальних контурах вихідну напругу можна записати у вигляді

$$U_{\text{вих}}(f) = I_1 k_{\text{Д}} R_{\text{Е}} \psi(f),$$

де I_1 – амплітуда першої гармоніки вихідного струму підсилювального елемента; $k_{\text{Д}}$ – коефіцієнт передачі амплітудного детектора; $R_{\text{Е}}$ – еквівалентний резонансний опір контуру частотно-селективних кіл; $\psi(f)$ – функція, яка враховує властивості частотно-селективних кіл та визначає вигляд характеристики ЧД, тобто



$$\psi(f) = \psi_0(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\alpha - \alpha_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\alpha + \alpha_0)^2}},$$

де $\alpha = Q_E \left(\frac{f}{f_{\text{пр.зад}}} - \frac{f_{\text{пр.зад}}}{f} \right)$; $\alpha_0 = 0.5 Q_E \left| \frac{f_1}{f_2} - \frac{f_2}{f_1} \right|$; f_1 та f_2 – відповідно резонансні частоти першого та другого коливального контурів; Q_E – еквівалентна добротність.

Функція $\psi_0(\alpha)$ (рис.4.8, а) досягає максимуму та мінімуму при $|\alpha| \approx |\alpha_0|$, тоді

$$\alpha_0 = 2 Q_E \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{f_{\text{пр.зад}}}; \quad Q_E = \alpha_0 \frac{f_{\text{пр.зад}}}{2 \Delta f_{\text{пр.зад}}}.$$

Розглянемо ЧД при таких вихідних даних: ЧД виконаний на розладна-них контурах, резонансні частоти коливальних контурів f_1 та f_2 розташовані на осі частот симетрично відносно частоти настроювання $f_{\text{пр.зад}}$; контури мають однакові параметри, тобто $C_1 = C_2 = C$, еквівалентні добротності з врахуванням впливу всіх внесених втрат $Q_{E1} = Q_{E2} = Q_E$, еквівалентні резонансні опори $R_{E1} = R_{E2} = R_E$, а ширина смуги пропускання $2 \Delta f_{\text{пр.зад}} = |f_1 - f_2|$.

Визначимо залежність $U_{\text{вих}}(\Delta f_{\text{пр}})$, де розлад $\Delta f_{\text{пр}} = f - f_{\text{пр.зад}}$:

$$U_{\text{вих}}(\Delta f_{\text{пр}}) = \frac{I_1 k_D \alpha_0}{4 \pi \Delta f_{\text{пр}} C} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_0^2 \left[0.5 - \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{4 \pi \Delta f_{\text{пр.зад}}} \right]^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_0^2 \left[0.5 + \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{4 \pi \Delta f_{\text{пр.зад}}} \right]^2}} \right\},$$

де $k_D = \cos \theta$ – коефіцієнт передачі амплітудного детектора; $\theta = \sqrt{\frac{3 \pi R}{R_H}}$ – кут

відсікання; R – прямий опір діода, який використовується в амплітудному детекторі; R_H – опір навантаження; C – сумарна ємність кожного контуру.

Графіки останньої залежності в узагальнених координатах

$$\gamma U_{\text{вих}} = \psi \left(\left| \frac{2 \Delta f_{\text{пр}}}{2 \Delta f_{\text{пр.зад}}} \right| \right), \text{ де } \gamma = \frac{2 \pi \Delta f_{\text{пр}} C}{I_1 k_D}, \text{ для різних значень } \alpha_0 \text{ наведені на}$$

рис.4.8, б, в.

Крутизна характеристики ЧД визначається таким співвідношенням:

$$S = \frac{2 I_1 k_D \alpha_0^3}{\pi (2 \Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C (1 + \alpha_0^2)^{1.5}}. \quad (4.2)$$

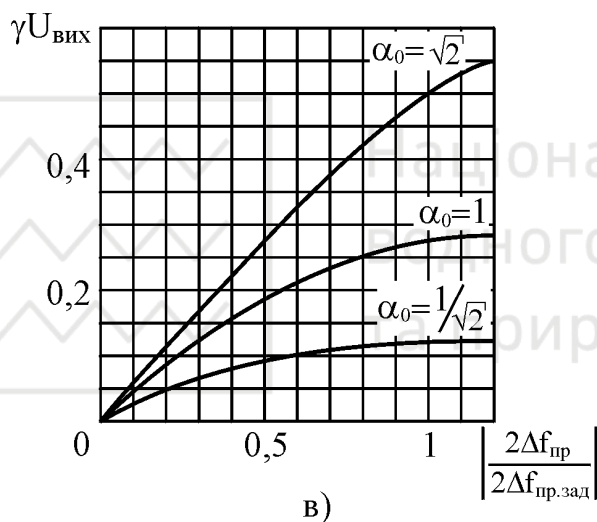
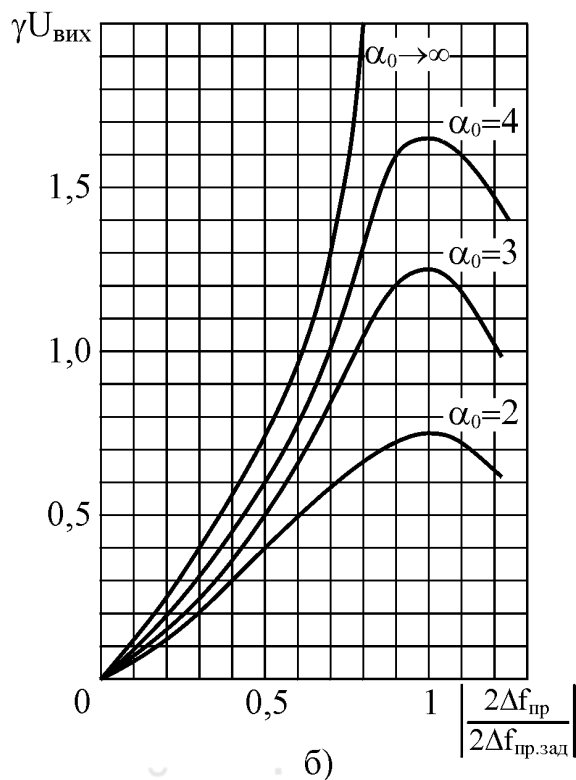
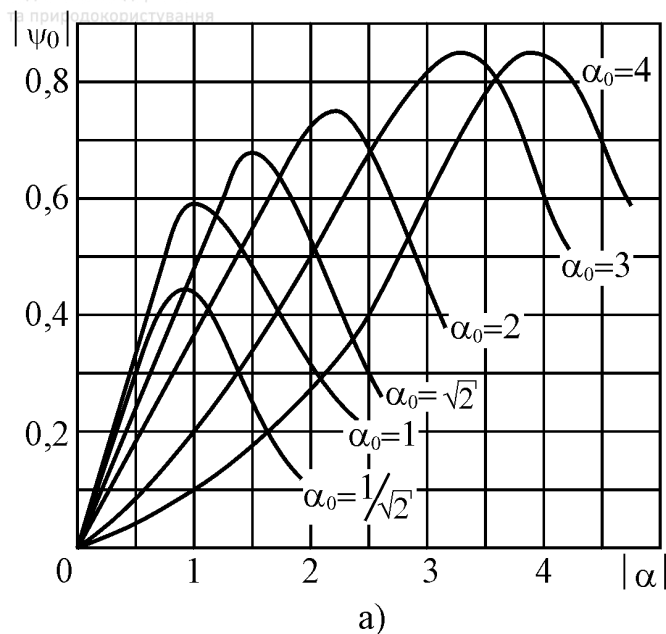


Рис.4.8. Характеристики $\psi_0(\alpha)$ (а) та $\gamma U_{\text{вих}} \left(\left| \frac{2\Delta f_{\text{пр}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}} \right| \right)$ в узагальнених координатах при різних значеннях α_0 (б, в)

Ефективне зростання крутизни S від α_0 спостерігається при малих значеннях α_0 , а при $\alpha_0 = 2.5$ крутизна перевищує 80% від свого максимального значення, тобто

$$S_{\text{max}} = S|_{\alpha_0 \rightarrow \infty} = \frac{2 I_1 k_D}{\pi (2 \Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C}. \quad (4.3)$$

Таким чином, при заданому значенні $2\Delta f_{\text{пр.зад}}$ для отримання більшої крутизни ЧД бажано мати $\alpha_0 \gg (2 \div 2.5)$.

Залежність коефіцієнта нелінійних спотворень k_f ЧД від α_0 для різних значень n зображена на рис.4.9, де $n = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_D}$; Δf_D – девіація частоти вхід-



ного сигналу. При великих значеннях n коефіцієнт нелінійних спотворень можна розрахувати за формулою

$$k_f = 0.125 \left[\frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0^2)n} \right]^2 \quad (4.4)$$

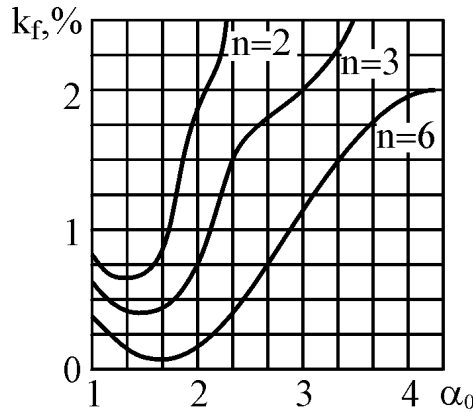


Рис.4.9. Залежність k_f від α_0 для різних значень n

Чим менше значення n , тим вища крутизна характеристики рис.4.9. Тому при заданій Δf_d необхідно вибирати найменше $\Delta f_{\text{пр.зад}}$. Крім того, при розрахунках ЧД необхідно врахувати те, що не завжди можна реалізувати коливальний контур з необхідним значенням Q_E , якщо розраховане значення Q_E порівняно велике. При реалізації коливальних контурів необхідно збільшувати $2\Delta f_{\text{пр.зад}}$ та зменшувати α_0 , що призводить до зменшення крутизни статичної характеристики ЧД. Як показано в роботі [3], зменшення α_0 до значень, менших $1/\sqrt{2}$, недоцільно.

Якщо коливальні контури мають еквівалентну добротність Q_0 більшу, ніж потрібно, то зменшити її можна шляхом шунтування контурів резисторами, опори яких визначаються співвідношенням

$$R_{\text{ш}} = \frac{Q_0 Q_E}{2\pi f_{\text{пр.зад}} C(Q_0 - Q_E)}. \quad (4.5)$$

Діодний детектор вносить додаткове згасання в коливальні контури

$$d_{\text{вн}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{пр.зад}} C R_{\text{вх.Д}}}, \quad (4.6)$$

де $R_{\text{вх.Д}} = \frac{R_H R_{\text{зв}}}{3R_H + 2R_{\text{зв}}}$ – вхідний опір амплітудного детектора; R_H – опір навантаження детектора; $R_{\text{зв}}$ – зворотний опір діода.

Приклад 4.1. Розрахувати основні параметри ЧД на розладнаних контурах, у якого найбільша крутизна характеристики при k_f менша 0.35%, якщо задано $2\Delta f_{\text{пр}} = 0.8$ МГц; $f_{\text{пр.зад}} = 6$ МГц; $C_1 = C_2 = 150$ пФ; $k_D = 0.95$; $I_1 = 2.8$ мА.



За графіком $k_f(\alpha_0)$ (рис.4.9) вибираємо $\alpha_0 = 2$. В цьому випадку для $n \geq 6$ $k_f \leq 0.25\%$. За графіками рис.4.8, б для $\alpha_0 = 2$ вибираємо

$$\frac{2 \Delta f_{\text{пр}}}{2 \Delta f_{\text{пр.зад}}} = 0.75 \div 0.85.$$

З останнього співвідношення визначаємо смугу частот

$$2 \Delta f_{\text{пр.зад}} = \frac{2 \Delta f_{\text{пр}}}{0.75 \div 0.85} = \frac{0.8}{0.75 \div 0.85} \approx 0.9411 \div 1.066 \approx 1 \text{ МГц.}$$

Еквівалентна добротність коливальних контурів

$$Q_E \approx \frac{\alpha_0 f_{\text{пр.зад}}}{2 \Delta f_{\text{пр.зад}}} = \frac{2 \cdot 6}{1} = 12.$$

З врахуванням Q_E знайдемо еквівалентне згасання контуру

$$d_E = \frac{1}{Q_E} = \frac{1}{12} = 0.083.$$

Для оцінки шунтувальної дії детекторів на контури приймемо, що $R_{H1} = R_{H2} = 40 \text{ кОм}$, а $R_{зв} = 200 \text{ кОм}$. Тоді обчислимо вхідний опір амплітудного детектора та внесене ним згасання:

$$R_{\text{вх.Д}} = \frac{R_H R_{зв}}{3 R_H + 2 R_{зв}} = \frac{40 \cdot 200}{3 \cdot 40 + 2 \cdot 200} \approx 15.38 \text{ кОм};$$

$$d_{\text{вн}} = \frac{1}{2 \pi f_{\text{пр.зад}} C R_{\text{вх.Д}}} = \frac{1}{6.28 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 150 \cdot 10^{-12} \cdot 15.38 \cdot 10^3} = 0.0115.$$

Власне згасання контуру та його добротність

$$d_0 = d_E - d_{\text{вн}} = 0.083 - 0.0115 = 0.0718.$$

$$Q_0 = \frac{1}{d_0} = \frac{1}{0.0718} = 13.92.$$

Отримане значення добротності Q_0 можна легко реалізувати на заданих резонансних частотах контурів.

Частоти настроювання коливальних контурів:

$$f_1 = f_{\text{пр.зад}} - \frac{2 \Delta f_{\text{пр.зад}}}{2} = 6 - 0.5 = 5.5 \text{ МГц};$$

$$f_2 = f_{\text{пр.зад}} + \frac{2 \Delta f_{\text{пр.зад}}}{2} = 6 + 0.5 = 6.5 \text{ МГц.}$$

Індуктивності резонансних контурів відповідно дорівнюють:

$$L_1 = \frac{1}{4 \pi^2 f_1^2 C_1} = \frac{1}{4 \cdot 3.14^2 \cdot 5.5^2 \cdot 10^{12} \cdot 150 \cdot 10^{-12}} \approx 5.58 \text{ мкГн};$$

$$L_2 = \frac{1}{4 \pi^2 f_2^2 C_2} = \frac{1}{4 \cdot 3.14^2 \cdot 6.5^2 \cdot 10^{12} \cdot 150 \cdot 10^{-12}} \approx 4 \text{ мкГн.}$$

Крутизна частотної характеристики ЧД:



$$S = \frac{2I_1 k_D \alpha_0^3}{\pi (2\Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C (1 + \alpha_0^2)^{1.5}} = \frac{2 \cdot 2.28 \cdot 10^{-3} \cdot 0.95 \cdot 2^3}{3.14 \cdot 10^{12} \cdot 150 \cdot 10^{-12} \cdot 5^{1.5}} = 8.08 \text{ В/МГц}.$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень

$$k_f = 0.125 \left[\frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0^2)n} \right]^2,$$

де $n = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_D}$, Δf_D – девіація частоти.

При $\Delta f_D = 50 \text{ кГц}$

$$n = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_D} = \frac{500}{50} = 10;$$

$$k_f = 0.125 \left[\frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0^2)n} \right]^2 = 0.125 \left[\frac{4}{5 \cdot 10} \right]^2 = 0.08 \%.$$

При $\Delta f_D = 100 \text{ кГц}$

$$n = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_D} = \frac{500}{100} = 5;$$

$$k_f = 0.125 \left[\frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0^2)n} \right]^2 = 0.125 \left[\frac{4}{5 \cdot 5} \right]^2 = 0.32 \%.$$

Таким чином, коефіцієнт нелінійних спотворень менший припустимого $k_f = 0.35 \%$

4.3. Розрахунок частотних дискримінаторів на зв'язаних контурах

Принципова електрична схема ЧД на зв'язаних контурах наведена на рис.4.10. Статична характеристика ЧД на зв'язаних контурах має такий самий вигляд, що і статична характеристика ЧД на розладнаних контурах (рис.4.2, в). Розрахунок ЧД на зв'язаних контурах будемо проводити за методикою, наведеною в роботі [38].

При розрахунках ЧД на зв'язаних контурах вважають, що $f_1 = f_2 = f_{\text{пр.зад}}$; $C_1 = C_2 = C$; $Q_{E1} = Q_{E2} = Q_E$; $R_{E1} = R_{E2} = R_E$, де Q_E та R_E – еквівалентні добротність контуру та його еквівалентний резонансний опір.

Для ЧД на зв'язаних контурах визначимо функцію [49]

$$\psi_0(\alpha) = \frac{\sqrt{1 + (\alpha - 0.5\beta)^2} - \sqrt{1 - (\alpha - 0.5\beta)^2}}{\sqrt{4\beta^2 + (1 + \alpha^2 - \beta^2)^2}}, \quad (4.7)$$



де $\alpha \approx \frac{2\Delta f_{\text{пр}} Q_E}{f_{\text{пр.зад}}}$; $\beta = k Q_E$ – параметр зв'язку; $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ – коефіцієнт зв'язку; M – взаємна індуктивність між контурами ЧД.

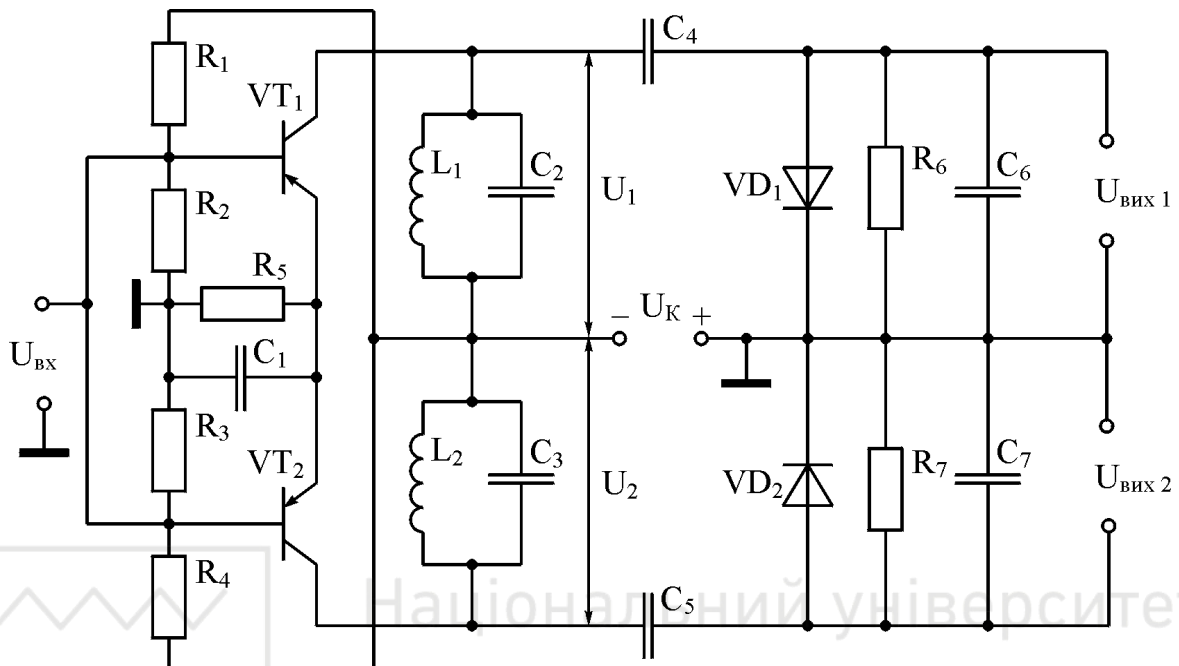


Рис.4.10. Електрична принципова схема частотного дискримінатора на зв'язаних контурах

На рис.4.11, а побудовані залежності $\psi_0(\alpha)$ для будь-яких значень α , тому що $\psi_0(-\alpha) = -\psi_0(\alpha)$. Частотний інтервал між екстремумами статичної характеристики ЧД визначається співвідношенням $2\Delta f_{\text{пр.зад}} \approx \frac{\beta f_{\text{пр.зад}}}{Q_E}$.

Вихідна напруга ЧД в залежності від розладу $\Delta f_{\text{пр}} = f - f_{\text{пр.зад}}$ визначається таким співвідношенням:

$$U_{\text{вих}}(\Delta f_{\text{пр}}) = \frac{I_1 k_D \beta (q_1 - q_2)}{4\pi \Delta f_{\text{пр.зад}} C q_3}, \quad (4.8)$$

де

$$q_1 = \sqrt{1 + \beta^2 \left(0,5 + \frac{2\Delta f_{\text{пр}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}} \right)^2};$$

$$q_2 = \sqrt{1 + \beta^2 \left(0,5 - \frac{2\Delta f_{\text{пр}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}} \right)^2};$$

$$q_3 = \sqrt{\left\{ 1 - \beta^2 \left[1 - \left(\frac{2\Delta f_{\text{пр}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}} \right)^2 \right] \right\}^2 + 4\beta^2}.$$

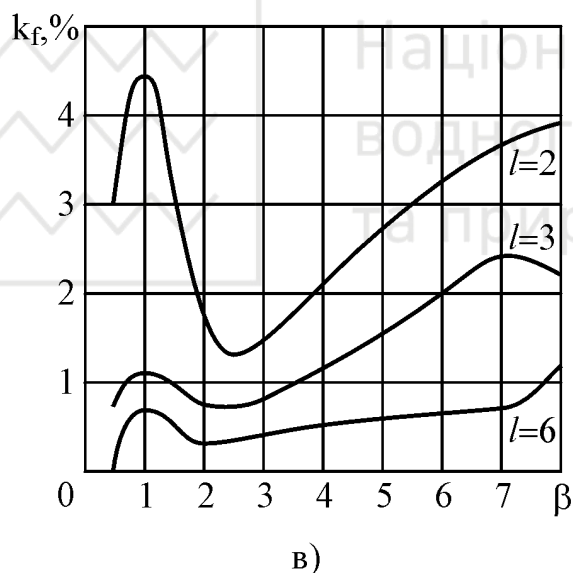
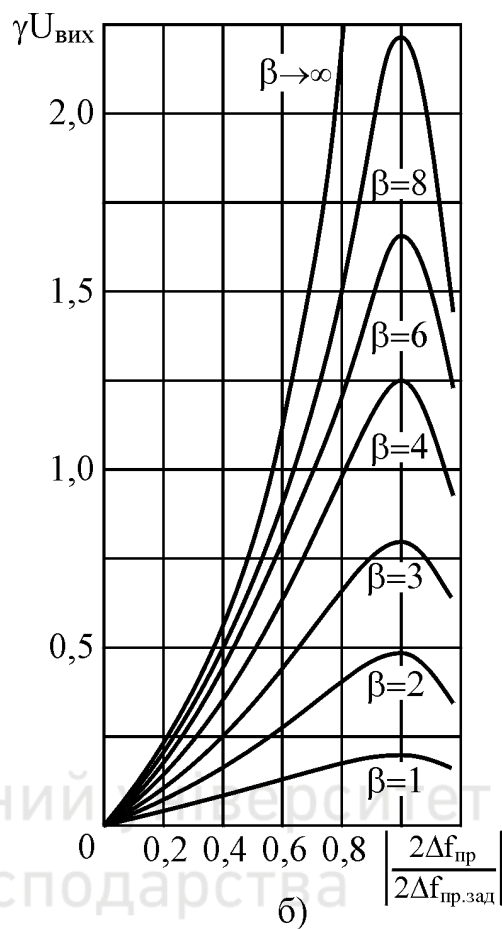
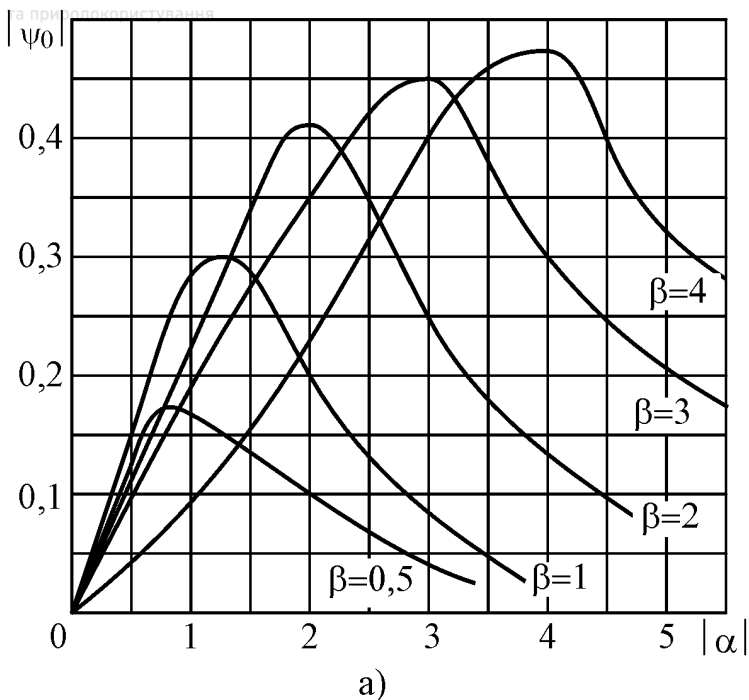


Рис.4.11. Характеристики $|\psi_0(\alpha)|$ (а), $\gamma U_{\text{вих}} \left(\left| \frac{2\Delta f_{\text{пр}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}} \right| \right)$ при різних значеннях β (б) та залежність k_f від параметрів частотного дискримінатора (в)

Графік залежності $\gamma U_{\text{вих}} \left(\left| \frac{2\Delta f_{\text{пр}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}} \right| \right)$ в узагальнених координатах для різних значень β наведений на рис.4.11, б.

Крутизна характеристики ЧД визначається співвідношенням

$$S = \frac{2I_1 k_D q}{\pi (2\Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C}, \quad (4.9)$$



$$q = \frac{\beta^2}{(1 + \beta^2)\sqrt{4 + \beta^2}}.$$

Максимальне значення крутизни

$$S_{\max} = S|_{\beta \rightarrow \infty} = \frac{2I_1 k_D}{\pi (2\Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C}. \quad (4.10)$$

Швидке зростання крутизни спостерігається при малих значеннях β , а при $\beta = 3.5$ крутизна досягає 80% від свого максимального значення. На практиці рекомендовано вибирати $\beta = 2 \div 3$. Тоді

$$Q_E \approx \frac{(2 \div 3)f_{\text{пр.зад}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}}. \quad (4.11)$$

На значення еквівалентних добротностей першого та другого контурів Q_{E1} та Q_{E2} впливають вихідний опір амплітудного обмежувача R_i та вхідний опір амплітудного детектора $R_{\text{вх.д}}$.

Для визначення коефіцієнта нелінійних спотворень k_f , які вносяться ЧД, зручно користуватися графіками (рис.4.11, в) $k_f(\beta)$ при різних значеннях $l = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_D}$. Також, як і для ЧД на розладнаних контурах, слід віддавати перевагу меншим значенням l , що забезпечує більш високу крутизну статичної характеристики ЧД. Іноді розрахунок ЧД проводять, задаючись еквівалентною добротністю коливальних контурів, а не шириною смуги пропускання та формою характеристики ЧД. В цьому випадку крутизна статичної характеристики ЧД буде залежати від Q_E :

$$S = \frac{2I_1 k_D Q_E^2 \beta}{q_5}, \quad (4.12)$$

де

$$q_5 = \pi f_{\text{пр.зад}}^2 C (1 + \beta^2) \sqrt{4 + \beta^2}.$$

Для заданої еквівалентної добротності контурів Q_E найбільша крутизна статичної характеристики буде при $\beta \approx 0.855$, що відповідає коефіцієнту зв'язку контурів $k = \frac{0.855}{Q_E}$.

Приклад 4.2. Визначити параметри ЧД з найбільшою крутизною статичної характеристики при коефіцієнті нелінійних спотворень k_f , меншому 0,5%, якщо задані $\Delta f_D = 40$ кГц; $f_{\text{пр.зад}} = 6$ МГц; $C_1 = C_2 = C = 300$ пФ; $I_1 = 3.5$ мА; $R_i = 50$ кОм; $R_{\text{вх.д}} = 20$ кОм; $k_D = 0.95$.



За графіком $k_f(\beta)$ (рис.4.1, в) вибираємо $l \approx 6$; $\beta \approx 2,5$.

Визначаємо

$$2\Delta f_{\text{пр.зад}} = 2l\Delta f_{\text{Д}} = 2 \cdot 6 \cdot 40 = 480 \text{ кГц};$$

$$Q_E = \frac{\beta f_{\text{пр.зад}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}} = \frac{2,5 \cdot 6}{0,48} = 31,25.$$

Отримане значення еквівалентної добротності можна реалізувати без особливих ускладнень на резонансних контурах звичайної конструкції.

Крутизна статичної характеристики ЧД

$$S = \frac{2I_1 k_{\text{Д}} \beta^2}{\pi (2\Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C (1 + \beta^2) \sqrt{4 + \beta^2}} =$$

$$= \frac{2 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,95 \cdot 2,5^2}{3,14 \cdot 0,48^2 \cdot 10^{12} \cdot 300 \cdot 10^{-12} \cdot (1 + 2,5^2) \sqrt{4 + 2,5^2}} = 8,246 \text{ В/МГц}.$$

Індуктивності коливальних контурів ЧД

$$L_1 = L_2 = L = \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{пр.зад}}^2 C} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 36 \cdot 10^{12} \cdot 300 \cdot 10^{-12}} = 2,345 \text{ мкГн}.$$

Коефіцієнт зв'язку між контурами

$$k = \frac{\beta}{Q_E} = \frac{2,5}{31,25} = 0,08.$$

Взаємна індуктивність між контурами ЧД

$$M = kL = 0,08 \cdot 2,345 = 0,187 \text{ мкГн}.$$

Для оцінки можливості реалізації отриманого значення Q_E необхідно врахувати вплив внутрішнього опору амплітудного обмежувача R_i та вхідного опору детектора $R_{\text{вх.Д}}$.

Еквівалентні опори шунтувальних резисторів для контурів $L_1 C_1$ та $L_2 C_2$ розраховуються так:

$$R_{\text{Ш1}} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{2}{R_{\text{вх.Д}}}} = \frac{10^3}{\frac{1}{50} + \frac{2}{20}} = 8,3 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{Ш2}} = 2 R_{\text{вх.Д}} = 2 \cdot 20 = 40 \text{ кОм}.$$

Таким чином, для реалізації Q_E власні добротності контурів $L_1 C_1$ та $L_2 C_2$ повинні мати такі значення:

$$Q_{01} = \frac{Q_E}{1 - \frac{Q_E}{2\pi f_{\text{пр.зад}} C R_{\text{Ш1}}}} = \frac{31,25}{1 - \frac{31,25}{2 \cdot 3,14 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 300 \cdot 10^{-12} \cdot 8,3 \cdot 10^3}} = 46,84;$$

$$Q_{02} = \frac{Q_E}{1 - \frac{Q_E}{2\pi f_{\text{пр.зад}} C R_{\text{Ш2}}}} = \frac{31,25}{1 - \frac{31,25}{2 \cdot 3,14 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 300 \cdot 10^{-12} \cdot 40 \cdot 10^3}} = 33,56.$$



Розраховані значення добротностей Q_{01} та Q_{02} для коливальних контурів в заданому частотному діапазоні реалізується без особливих ускладнень.

Приклад 4.3. Розрахувати ЧД на зв'язаних контурах при найбільшій крутизні статичної характеристики, якщо задані $f_{\text{пр.зад}} = 6 \text{ МГц}$; $I_1 = 3.5 \text{ мА}$; $Q_E = 40$; $C_1 = C_2 = C = 250 \text{ пФ}$.

При заданій еквівалентній добротності найбільша крутизна статичної характеристики ЧД буде при

$$\beta = \sqrt{\sqrt{3} - 1} \approx 0.855.$$

Коефіцієнт зв'язку між контурами

$$k = \frac{\beta}{Q_E} = \frac{0.855}{40} = 0.0214.$$

Частотний інтервал між екстремумами статичної характеристики ЧД

$$2\Delta f_{\text{пр.зад}} = \frac{\beta f_{\text{пр.зад}}}{Q_E} = \frac{0.855 \cdot 6 \cdot 10^6}{40} = 128.25 \text{ кГц}.$$

Індуктивність коливальних контурів

$$L_1 = L_2 = L = \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{пр.зад}}^2 C} = \frac{1}{4 \cdot 3.14^2 \cdot 36 \cdot 10^{12} \cdot 250 \cdot 10^{-12}} = 2.81 \text{ мкГн}.$$

Взаємна індуктивність між контурами ЧД

$$M = kL = 0.0214 \cdot 2.81 = 0.06 \text{ мкГн}.$$

Крутизна статичної характеристики ЧД

$$S = \frac{2I_1 k_D \beta^2}{\pi (2\Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C (1 + \beta^2) \sqrt{4 + \beta^2}} =$$

$$= \frac{2 \cdot 3.5 \cdot 10^{-3} \cdot 0.95 \cdot 0.855^2}{3.14 \cdot 128.25^2 \cdot 10^6 \cdot 250 \cdot 10^{-12} \cdot (1 + 0.855^2) \sqrt{4 + 0.855^2}} = 0.0998 \text{ В/Гц}.$$

4.4. Фазові дискримінатори

Фазові дискримінатори призначені для перетворення фазового зсуву між двома змінними напругами з однаковими або близькими за значенням частотами в пропорційне значення постійної напруги.

В системах РА фазові дискримінатори (ФД) використовуються для розділення каналів систем автоматичного супроводження за напрямком рухомих об'єктів, а також в якості інтегровальних дискримінаторів в системах фазового автопідстроювання частоти та, зокрема, в доплерівських вимірювачах швидкості рухомих об'єктів.

Існує декілька різновидів схем ФД. На практиці найчастіше використовується балансний ФД, принципова схема якого наведена на рис.4.12, а. Через трансформатор Tr_2 на схему потрапляє опорна напруга



$U_0(t) = U_{m0} \sin \omega t$, яка прикладена до випрямлячів на діодах VD1 та VD2 з однаковою фазою. Через трансформатор Tr1 на схему потрапляє напруга сигналу $U_c(t) = U_{mc} \sin[\omega t + \theta'(t)]$, де $\theta'(t)$ – відхилення фази напруги сигналу $U_c(t)$ відносно фази опорного сигналу $U_0(t)$. З плечей вторинної обмотки Tr1 напруги $U_{c1}(t) = U_{m1} \sin[\omega t + \theta'(t)]$ та $U_{c2}(t) = U_{m2} \sin[\omega t + \theta'(t)]$ потрапляють на випрямлячі в протифазі. Вектор напруги $U_{ав}$, прикладеної до випрямляча на діоді VD1, дорівнює геометричній сумі векторів $\bar{U}_{ав} = \bar{U}_0 + \bar{U}_{c1}$, а вектор напруги $U_{вс}$ – геометричній різниці векторів $\bar{U}_{вс} = \bar{U}_0 + \bar{U}_{c2}$ (рис.4.12,б). Модулі векторів $\bar{U}_{ав}$ та $\bar{U}_{вс}$ визначимо з відповідних трикутників:

$$\begin{aligned} U_{ав}(t) &= \sqrt{U_{m0}^2 + U_{m1}^2 + 2U_{m0}U_{m1}\cos\theta'(t)}; \\ U_{вс}(t) &= \sqrt{U_{m0}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m0}U_{m2}\cos\theta'(t)}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Позначимо відношення амплітуд $\frac{U_{m1}}{U_{m0}} = \frac{U_{m2}}{U_{m0}} = m$ та перепишемо співвідношення (4.13) таким чином:

$$\begin{aligned} U_{ав}(t) &= U_{m0} \sqrt{1 + m^2 + 2m\cos\theta'(t)}; \\ U_{вс}(t) &= U_{m0} \sqrt{1 + m^2 - 2m\cos\theta'(t)}. \end{aligned} \quad (4.14)$$

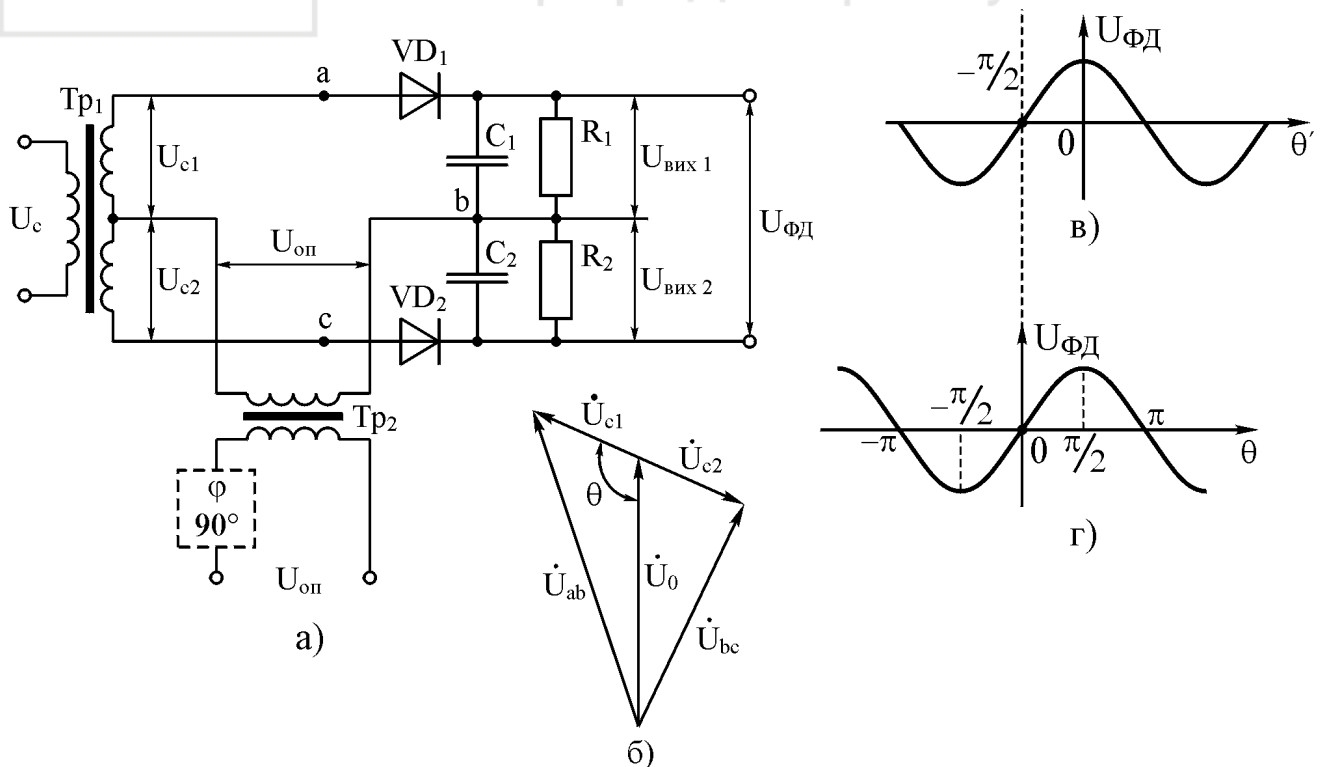


Рис.4.12. Принципова схема балансного ФД (а), векторна діаграма напруг (б), косинусна (в) та синусна (г) статичні характеристики



Якщо $m \ll 1$, то співвідношення (4.14) можна замінити наближеними:

$$\begin{aligned} U_{ав}(t) &\approx U_{m0} \sqrt{1 + 2m \cos \theta'(t)}; \\ U_{вс}(t) &\approx U_{m0} \sqrt{1 - 2m \cos \theta'(t)}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Розклавши квадратний корінь в степеневий ряд та обмежившись першими двома членами, отримаємо:

$$\begin{aligned} U_{ав}(t) &= U_{m0} [1 + m \cos \theta'(t)]; \\ U_{вс}(t) &= U_{m0} [1 - m \cos \theta'(t)]. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Напруга $U_{ав}(t)$ подається на випрямляч на діоді VD1 та фільтр R1C1, на виході якого виникає напруга $U_{вих1}(t) = k U_{ав}(t)$, а напруга $U_{вс}(t)$ подається на випрямляч на діоді VD2 та фільтр R2C2, вихідна напруга якого дорівнює $U_{вих2}(t) = k U_{вс}(t)$. Таким чином, напруга на виході ФД

$$U_{ФД}(t) = U_{вих1}(t) - U_{вих2}(t) = k [U_{ав}(t) - U_{вс}(t)]$$

або з врахуванням співвідношень (4.16)

$$U_{ФД}(t) = 2k U_{m0} m \cos \theta'(t) = 2k U_{mc} \cos \theta'(t), \quad (4.17)$$

де k – коефіцієнт передачі фільтрів R1C1 та R2C2.

Співвідношення (4.17) буде справедливим при малих амплітудах сигналу відносно опорної напруги. З формули (4.17) видно, що вихідна напруга ФД залежить як від фазового зсуву $\cos \theta'(t)$ між напругою сигналу та опорною, так і від амплітуди напруги сигналу U_{mc} .

Якщо на вхід ФД потрапляє фазомодульована напруга $U_c(t) = U_{mc} \sin[\omega t + \theta'(t)]$, $U_{mc} = \text{const}$, то ФД має косинусну статичну характеристику (рис.4.12, в). Напруга $U_{ФД}(t) = 0$ при $\theta'(t) = 90^\circ$. На практиці часто необхідно, щоб $U_{ФД}(t) = 0$ при збіганні фаз напруг. Зробивши заміну $\theta'(t) = -90^\circ + \theta(t)$, отримаємо

$$U_{ФД}(t) = 2k U_{mc} \cos[-90^\circ + \theta(t)] = 2k U_{mc} \sin \theta(t), \quad (4.18)$$

де $\theta(t)$ – відхилення від узгодженого стану.

Для отримання синусної статичної характеристики ФД (рис.4.12, г) необхідно в коло опорної напруги включити елемент постійного фазового зсуву на 90° (показаний пунктиром на рис.4.12, а). Якщо максимальне відхилення $\theta(t)$ не перевищує $\pm 60^\circ$, то можна вважати статичну характеристику ФД лінійною. Таким чином, за видом статичної характеристики ФД є обмежено-лінійним колом.

Знайдемо передаточну функцію ФД. Для цього перейдемо до зображень вихідних напруг ФД:



$$U_{\text{вих1}}(p) = U_{\text{c1}}(p) \frac{R_1}{R_1 + R_i + R_1 R_i C_1 p} \approx \frac{U_{\text{mc}} S R_i \theta(p)}{2} \cdot \frac{R_1 / R_i}{1 + R_1 C_1 p} = \frac{0.5 k_{\text{ФД}}}{1 + p \tau_{\text{ф}}} \theta(p);$$

$$U_{\text{вих2}}(p) = -U_{\text{c2}}(p) \frac{R_2}{R_2 + R_i + R_2 R_i C_2 p} \approx$$

$$\approx -\frac{U_{\text{mc}} S R_i \theta(p)}{2} \cdot \frac{R_2 / R_i}{1 + R_2 C_2 p} = -\frac{0.5 k_{\text{ФД}}}{1 + p \tau_{\text{ф}}} \theta(p),$$

де $\theta(p)$ – зображення $\theta(t)$; R_i та S – відповідно внутрішній опір та крутизна характеристик діодів VD_1 та VD_2 ; $k_{\text{ФД}}$ – коефіцієнт передачі ФД; $\tau_{\text{ф}} = R_1 C_1 = R_2 C_2$ – стала часу фільтрів низьких частот.

З останніх співвідношень знайдемо зображення вихідної напруги ФД

$$U_{\text{ФД}}(p) = U_{\text{вих1}}(p) - U_{\text{вих2}}(p) = \frac{k_{\text{ФД}}}{1 + p \tau_{\text{ф}}} \theta(p) \quad (4.19)$$

та його передаточну функцію

$$K_{\text{ФД}}(p) = \frac{U_{\text{ФД}}(p)}{\theta(p)} = \frac{k_{\text{ФД}}}{1 + p \tau_{\text{ф}}} \quad (4.20)$$

Таким чином, за типом динамічної характеристики ФД є аперіодичним колом першого порядку.

Фазові дискримінатори найчастіше використовуються в системах фазового автоматичного підстроювання частоти.

Знайдемо залежність вихідної напруги ФД від частотного неузгодження системи автопідстроювання частоти, тобто від відхилення частоти вхідного сигналу від частоти опорної напруги. Введемо такі позначення: $\omega_c = 2\pi f_c$ – кутова частота напруги сигналу; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – кутова частота опорної напруги; $\Delta f = f_c - f_0$ – відхилення частоти напруги сигналу від частоти опорної напруги.

Хай в початковий момент часу $t = 0$ неузгодження в системі як за частотою, так і за фазою відсутнє, тобто $\Delta f(t) = 0$ та $\Delta \varphi(t) = 0$ при $t < 0$, а в момент часу $t = 0$ частота сигналу почала змінюватися та виникло частотне неузгодження $\Delta f(t) \neq 0$ при $t \geq 0$, тобто $f_c(t) \neq f_0(t)$ для $t \geq 0$.

Представимо напруги $U_c(t)$ та $U_{\text{оп}}(t)$ у вигляді векторів, які обертаються зі швидкістю $\Omega_c = 2\pi f_c$ та $\Omega_0 = 2\pi f_0$ (рис.4.13). Тоді швидкість обертання вектора \bar{U}_c відносно вектора $\bar{U}_{\text{оп}}$ буде дорівнювати $\Omega = \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt}$, а з ін-

шого боку – $\Omega = \Omega_c - \Omega_0 = 2\pi(f_c - f_0) = 2\pi\Delta f(t)$. Таким чином, $\frac{d\Delta\varphi(t)}{dt} = 2\pi\Delta f(t)$, звідки, проінтегрувавши, отримаємо

$$\Delta\varphi(t) = 2\pi \int_0^t \Delta f(t) dt. \quad (4.21)$$

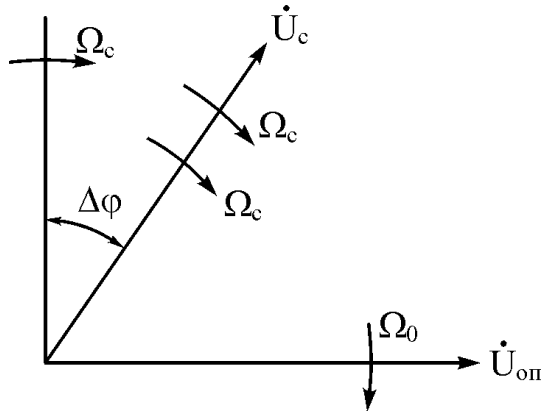


Рис.4.13. Вектори вхідних напруг фазового детектора

Таким чином, фазовий зсув між двома гармонічними коливаннями пропорційний часовому інтегралу від різниці частот цих коливань. Тому, якщо в якості вхідного сигналу ФД розглядати не фазовий зсув, а різницю частот напруги сигналу $U_c(t)$ та опорної напруги $U_{оп}(t)$, то ФД є інтегрувальним ЧД. Знайдемо передаточну функцію ФД для такого випадку. З співвідношень (4.19) та (4.21) отримаємо

$$U_{ФД}(p) = \frac{k_{ФД}}{1 + p\tau_{\phi}} \theta(p) = \frac{k_{ФД}}{1 + p\tau_{\phi}} 2\pi \frac{\Delta F(p)}{p},$$

звідки

$$K_{ФД}(p) = \frac{U_{ФД}(p)}{\Delta F(p)} = \frac{2\pi k_{ФД}}{p(1 + p\tau_{\phi})}, \quad (4.22)$$

тобто ФД, який використовується як ЧД системи фазового автопідстроювання частоти, є інерційним інтегрувальним колом.

Якщо об'єднати два балансних ФД, які працюють на одне спільне навантаження, отримаємо схему кільцевого ФД (рис.4.14). Перший балансний ФД побудований на діодах VD1 та VD2, а другий – на діодах VD3 та VD4. Вихідна напруга кільцевого ФД при всіх однакових умовах у два рази менша, ніж у балансного. Однак в кільцевому ФД компенсуються парні гармоніки вхідного модульованого сигналу, що забезпечує ефективне заглушення небажаних компонент нелінійного перетворення.

Основними недоліками балансного та кільцевого ФД є малий вхідний опір, невеликий коефіцієнт передачі, а також сильна залежність вхідного опору від величини та симетричності навантаження.

На практиці широко використовується ФД, побудовані на підсилювальних елементах, які працюють в ключовому режимі. Такі ФД називають ключовими. Частота комутації (відпирання та запирання) підсилювального еле-



мента повинна збігатися з частотою вхідного сигналу. Ключові ФД бувають з симетричним та несиметричним входом. Найбільше поширення отримала схема ФД з симетричним входом. На рис.4.15, а наведена принципова схема симетричного ключового ФД з навантаженням в колах витоків польових транзисторів (витоків повторювачів) [40]. Діаграми напруг та струмів витоків i_{b1} та i_{b2} при прямокутній формі опорної напруги наведені на рис.4.16. При $U_{вх}(t) = 0$, коли дотримується повна симетрія плечей ФД, вихідна напруга $U_{вих}(t) = 0$, тому що постійні складові струмів обох транзисторів однакові ($I_{0b1} = I_{0b2}$). При $U_{вх}(t) \neq 0$ виникають прирости струмів Δi_{b1} та Δi_{b2} протилежних знаків. Абсолютна величина приростів залежить від фазового зсуву φ між вхідною напругою та першою гармонікою опорної напруги. На рис.4.16 наведені прирости Δi_{b1} та Δi_{b2} при $\varphi = 0$ та $\varphi = \pi/2$. При $\varphi = \pi/2$ значення $U_{вих}(t) = 0$, а при $\varphi = 0$ значення $U_{вих}(t) = U_{вих. \max}$. Вихідна напруга для ФД, наведеного на рис.4.15, а визначається як

$$U_{вих}(t) = \frac{2SR_H}{\pi \left(1 + \frac{R_H}{2R_i}\right)} U_{m1} \cos \varphi(t) = k_{ФД} U_{m1} \cos \varphi(t), \quad (4.23)$$

де S та R_i – відповідно крутизна та внутрішній опір польового транзистора, а $k_{ФД} < 1$.

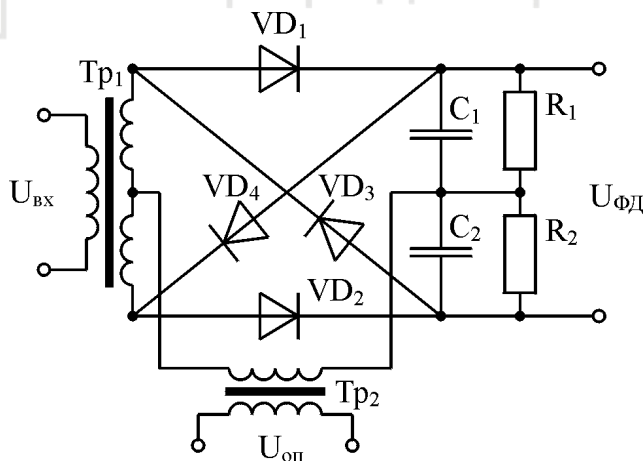


Рис.4.14. Принципова схема кільцевого фазового детектора

На рис.4.15, б наведена принципова схема ФД, для якого кола навантаження включені у витоків кола. Вихідна напруга для такого ФД

$$U_{вих}(t) = \frac{2SR_H U_{m1}}{\pi} \cos \varphi(t) = k_{ФД} U_{m1} \cos \varphi(t), \quad (4.24)$$

де $k_{ФД} = \frac{2SR_H}{\pi} > 1$.

В системах РА досить поширеним є уніфікований ФД [12], який при зворотному включенні можна використовувати як модулятор (рис.4.17). Та-



кий ФД побудований на чотирьох транзисторах $VT1 \div VT4$ та складається з вхідного трансформатора $Tr1$, трансформатора опорного сигналу $Tr2$ та обмежувальних резисторів R_0 . Вхідним сигналом ФД є змінна напруга $U_{вх}$. Величина вихідного сигналу $U_{вих}$ залежить від різниці фаз $U_{вх}$ та $U_{оп}$. Схема працює таким чином. Вхідний сигнал з плеча 1 вторинної обмотки $Tr1$ потрапляє на транзистори $VT1$ та $VT2$, а з плеча 2 – на транзистори $VT3$ та $VT4$. Сигнали, які потрапляють на транзистори $VT1$, $VT2$ та $VT3$, $VT4$, знаходяться у протифазі. Опорна напруга $U_{оп}$ через вторинні обмотки трансформатора $Tr2$ та обмежувальні резистори R_0 потрапляє на з'єднанні між собою бази та колектори відповідних транзисторів. При цьому опорна напруга, яка потрапляє на транзистори $VT1$ та $VT2$, протифазна опорній напрузі, яка потрапляє на транзистори $VT3$ та $VT4$. В схемі використовується зворотне включення транзисторів, при якому навантаження включене в коло емітера, а колектор – в коло керування. При такому включенні можна отримати більшу амплітуду опорної напруги в порівнянні з прямим включенням, якщо перехід колектор–база допускає більшу зворотну напругу, ніж перехід емітер–база.

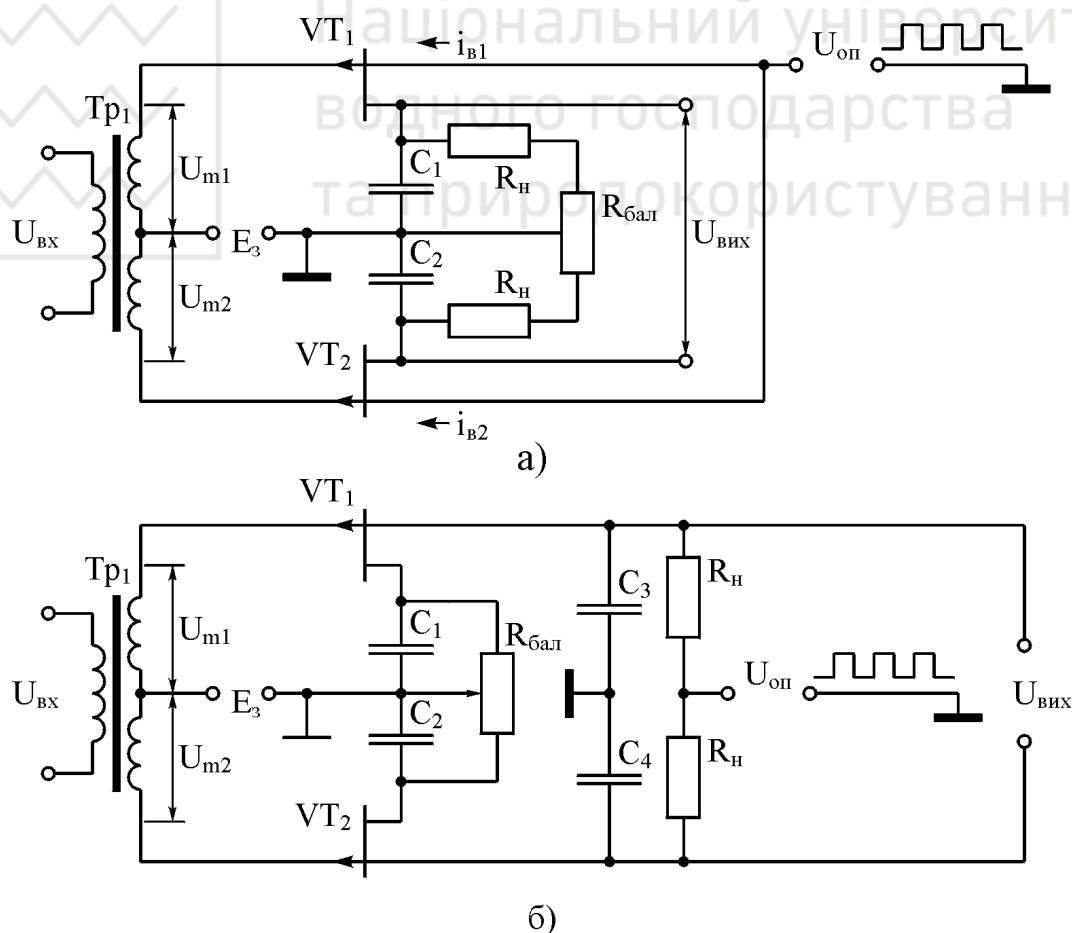


Рис.4.15. Принципова схема фазового детектора на польових транзисторах з симетричними входами: а – з навантаженнями в колах витоків; б – з навантаженнями в колах стоків

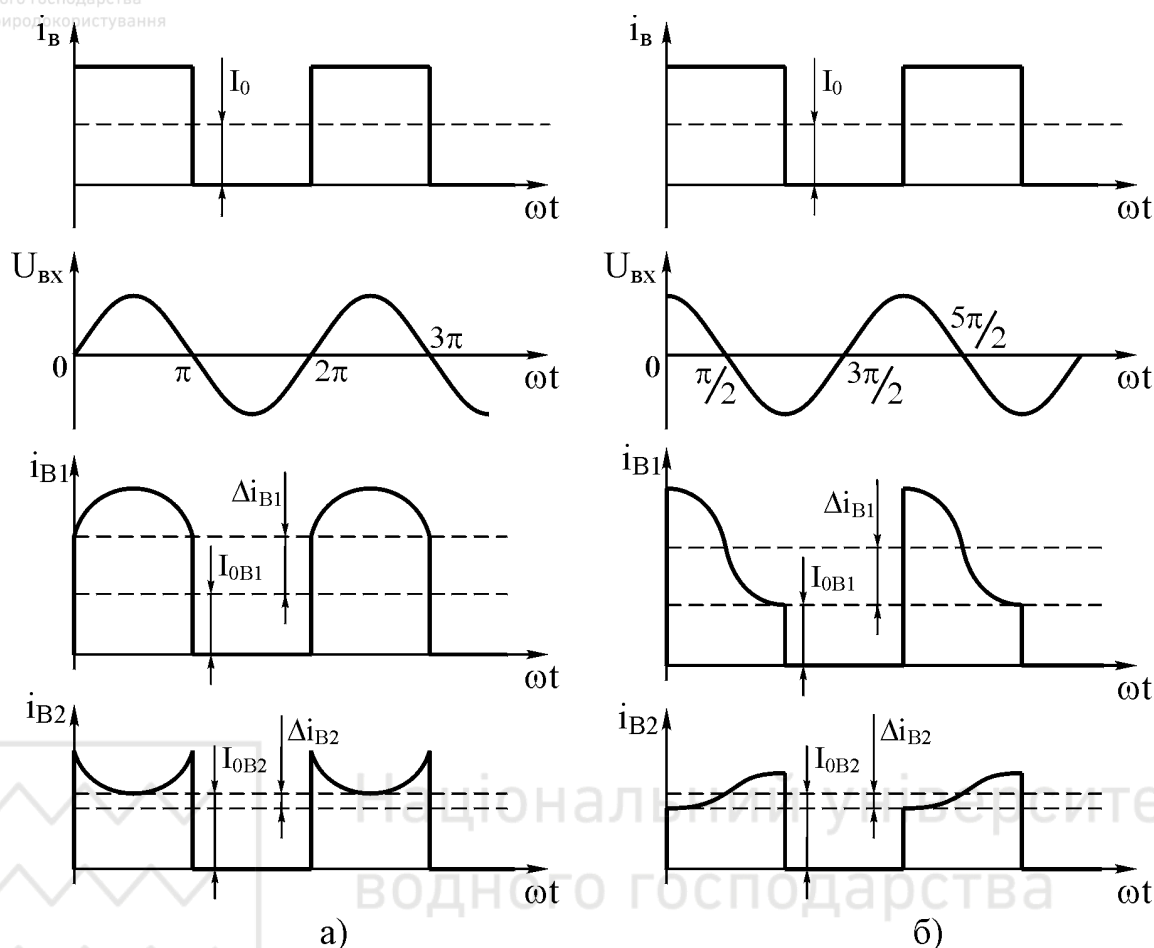


Рис.4.16. Діаграми напруг для схеми фазового детектора, наведеного на рис.4.15, а: а – при $\varphi = 0$; б – при $\varphi = 90^\circ$

Для роботи ФД в ключовому режимі необхідно, щоб опорна напруга була синусоїдальної форми великої амплітуди або прямокутної форми. Принципова схема ФД, наведена на рис.4.17, а, працює в режимі переключення при амплітуді опорної напруги, меншій $1V$. Вихідний сигнал такого ФД

$$U_{\text{вих}}(t) = k_{\text{ФД}} U_{\text{м.вх}} \cos \Delta\varphi(t), \quad (4.25)$$

де $k_{\text{ФД}} = \frac{2R_H}{\pi n(R_H + r_b + r_e)}$ – коефіцієнт передачі ФД; n – коефіцієнт трансформації $Tr1$; r_b та r_e – опори бази та емітера транзистора; $U_{\text{м.вх}}$ – амплітуда вхідного сигналу.

Принципова схема ФД, наведеного на рис.4.17, б, відрізняється тим, що напруга сигналу та опорна напруга підводяться не через трансформатори, а через резистори і конденсатори.

На рис.4.18, а наведена принципова схема ФД на тригері з роздільними входами [13]. Тригер виконаний на інтегральному операційному підсилювачі DA1 з диференціальними входами. На входи ФД подаються опорна напруга U_{f_0} від задавального генератора та напруга U_{f_1} . Ці напруги мають вигляд послідовності прямокутних імпульсів (рис.4.18, б). Імпульсні напруги $U_{f_0}(t)$



та $U_{f_1}(t)$ диференціюються пасивними диференціювальними колами ($C1$, $VD1$, $R1$ та $C2$, $VD2$, $R2$). Кожний позитивний імпульс $U_{R1}(t)$ на виході операційного підсилювача $DA1$ утворює позитивний потенціал, а кожний негативний імпульс $U_{R2}(t)$ – від’ємний, тобто на виході тригера з роздільними входами ФД формуються біполярні прямокутні імпульси напруги $U_1(t)$, частота яких дорівнює частоті f_0 задавального генератора, а середнє значення пропорційне часовому зсуву між напругами $U_{f_0}(t)$ та $U_{f_1}(t)$. Для виділення середнього значення $U_{вих}(t)$ напруги $U_1(t)$ використовується фільтр низьких частот ($R4C3$). Діаграми напруг ФД для фазових зсувів 90° , 180° та 270° між напругами $U_{f_0}(t)$ та $U_{f_1}(t)$ наведені на рис.4.18, б, а статична характеристика такого ФД – на рис.4.18, в, з якої видно, що лінійна зона статичної характеристики ФД дорівнює $\pm n\pi$, де $n = 1, 2, 3, \dots$

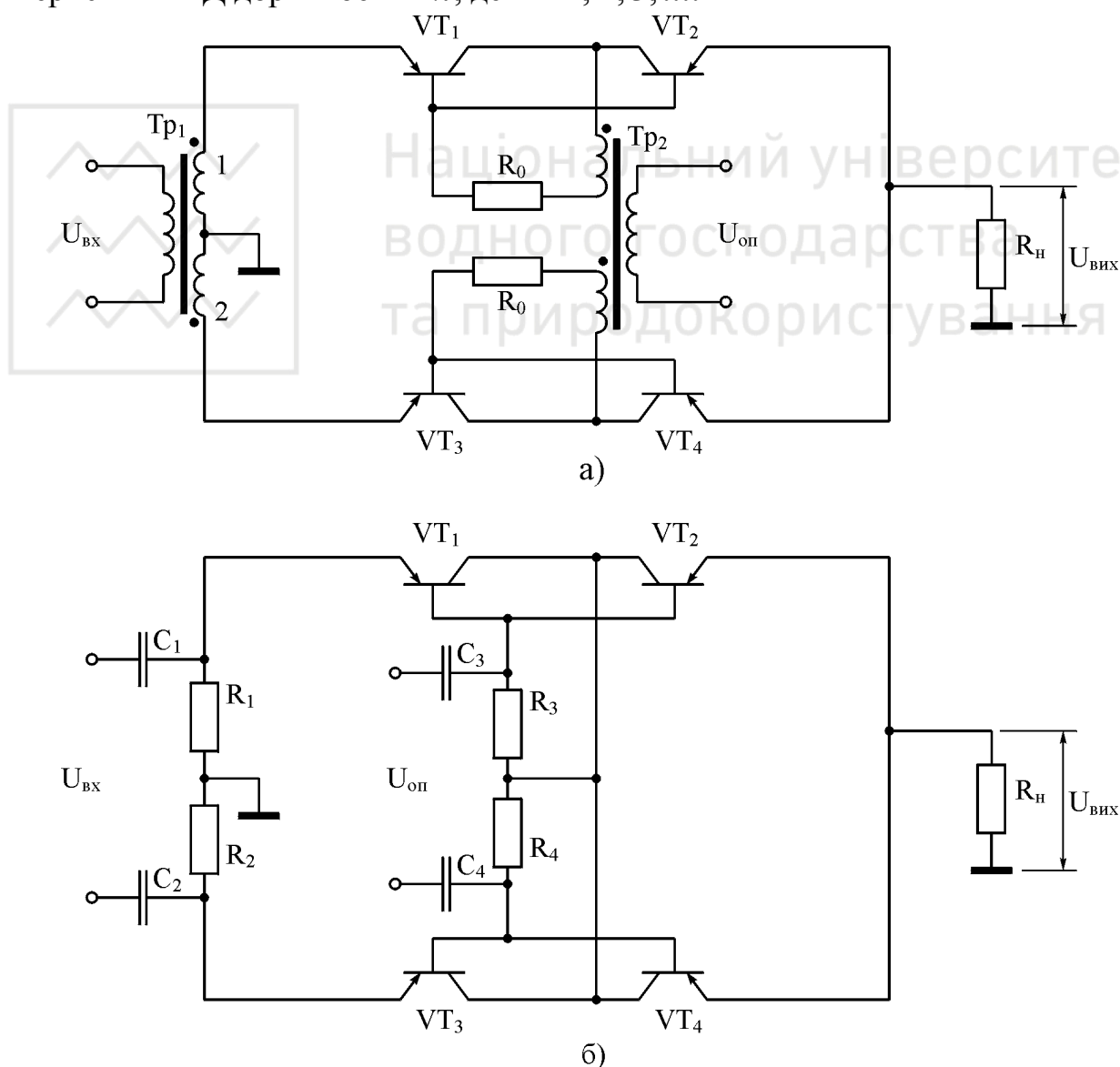


Рис.4.17. Принципова схема фазового детектора на транзисторах:
а – з використанням трансформаторів; б – безтрансформаторна

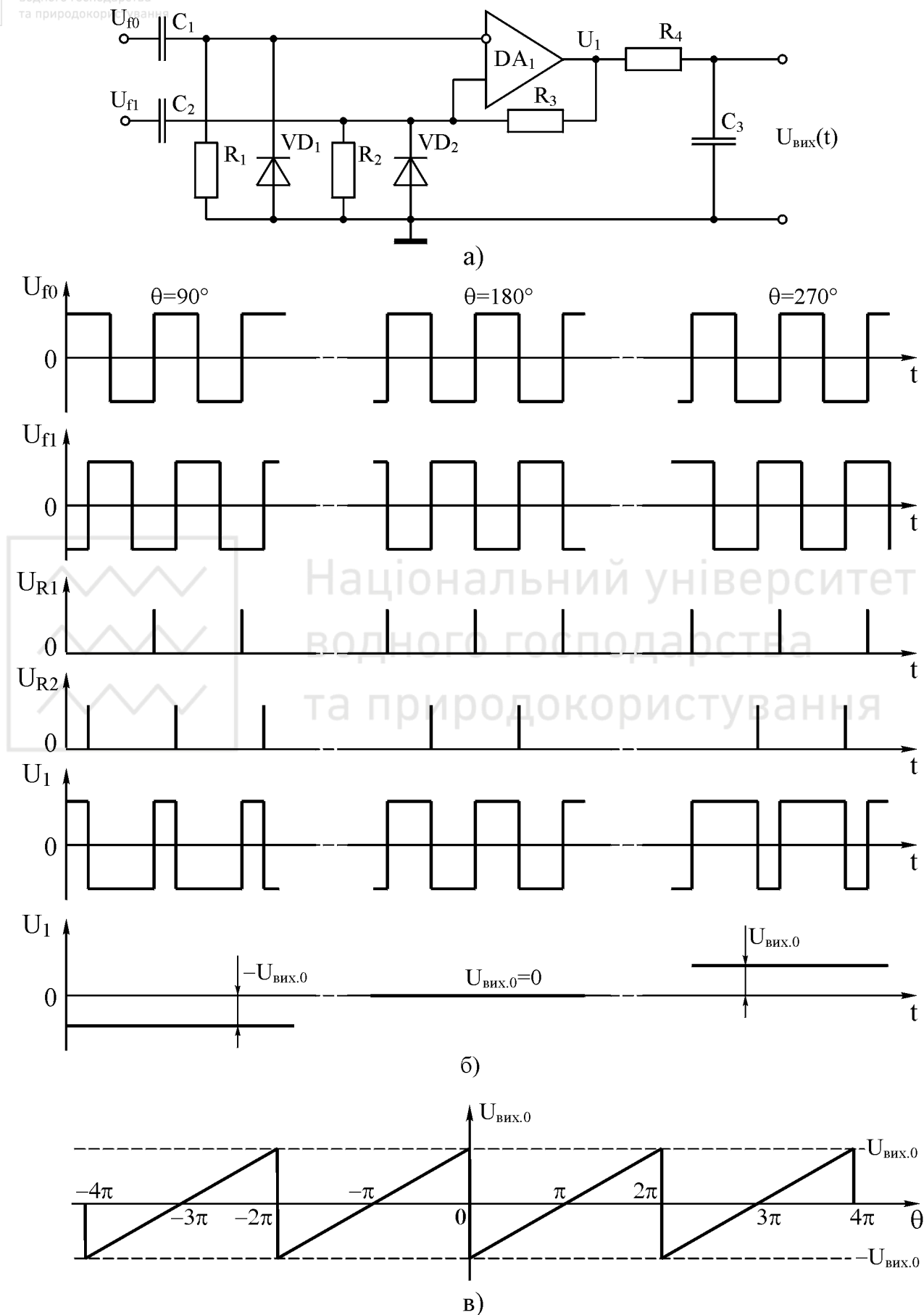


Рис.4.18. Принципова схема фазового детектора на тригері з роздільними входами (а), діаграми напруг (б) та статична характеристика (в)



4.5. Розрахунок фазового дискримінатора

Розрахуємо схему ФД на транзисторах (рис.4.17, а) [42]. Розрахунок ФД складається з визначення коефіцієнтів передачі ФД та трансформації вхідного трансформатора Tr_1 , амплітуди опорної напруги та опорів обмежувальних резисторів а також вибору транзисторів. Вихідну напругу ФД можна визначити з співвідношення (4.25). При $\Delta\varphi(t)=\varphi(t)=0$ з співвідношення (4.25) обчислимо коефіцієнт передачі

$$k_{\text{ФД}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{м.вх}}}.$$

Потужність в навантаженні ФД

$$P_{\text{ФД}} = \frac{U_{\text{вих}}^2}{R_{\text{н}}} \leq \eta_{Tr_1} P_{\text{вх}},$$

де $P_{\text{вх}}$ – найбільша потужність, яка передається на вхід ФД від попереднього каскаду за умови узгодження навантаження; η_{Tr_1} – коефіцієнт корисної дії (ККД) вхідного трансформатора Tr_1 ($\eta_{Tr_1} = 0.8 \div 0.9$).

В цьому випадку потужністю розсіювання можна знехтувати, тому що при роботі в ключовому режимі вона мала. Для найбільшої передачі потужності необхідно забезпечити рівність вхідного опору ФД вихідному опору попереднього каскаду:

$$n^2(R_{\text{н}} + r_{\text{б}} + r_{\text{е}}) = R'_{\text{вих}}. \quad (4.26)$$

З співвідношення (4.26) знаходимо коефіцієнт трансформації

$$n = \sqrt{\frac{R'_{\text{вих}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{б}} + r_{\text{е}}}}.$$

При виконанні умови $R_{\text{н}} \gg r_{\text{б}} + r_{\text{е}}$ отримаємо

$$n \approx \sqrt{\frac{R'_{\text{вих}}}{R_{\text{н}}}}.$$

Якщо знайдене значення коефіцієнта трансформації буде мати значення, яке не кратне цілим числам, то $R'_{\text{вих}}$ необхідно змінити. Якщо $R'_{\text{вих}}$ невідоме, тобто попередній каскад не розраховано, то, задаючись значенням n , можна визначити потрібне значення $R'_{\text{вих}}$.

Транзистори для ФД вибираємо виходячи з таких вимог. Найбільша припустима зворотна напруга емітер–база транзистора при номінальній температурі навколишнього середовища

$$U_{\text{е.б}} = (1.5 \div 2) \frac{2U_{\text{м.вх}}}{n},$$

найбільший припустимий струм емітера транзистора при номінальній темпе-



ратурі навколишнього середовища в режимі перемикань

$$I_e = (1.5 \div 2) I_{m.вих},$$

де $I_{m.вих}$ – амплітуда струму в навантаженні.

Струм колектора в схемі з спільною базою при прямому включенні транзистора

$$I_k = \alpha I_e + I_{k0} + \frac{U_k}{r_k},$$

де α – коефіцієнт підсилення струму в схемі з спільною базою; I_{k0} – зворотний струм колектора; r_k – опір колектора.

Струм емітера при зворотному включенні транзисторів

$$I_e = \alpha' I_k,$$

де α' – коефіцієнт підсилення струму при зворотному включенні.

Особливість роботи транзистора в такій схемі ФД полягає в тому, що напругою живлення є змінна вхідна напруга $U_{вх}$. При цьому максимальна робоча частота транзистора повинна бути не менше заданої.

Потужність розсіювання емітера транзистора, який працює в ключовому режимі,

$$P_e \approx \frac{r_b + r_e}{R_H} U_{вх} I_{вх},$$

де $U_{вх}$ та $I_{вх}$ – миттєві значення напруги та струму в навантаженні.

Опорна напруга повинна мати частоту, рівну частоті вхідного сигналу $U_{вх}$, та відповідну фазу. На практиці в підсилювально–перетворювальних трактах систем РА в якості опорного коливання використовується напруга живлення. Амплітуда опорної напруги повинна бути такою, щоб при позитивній півхвилі на колекторі транзистор знаходився в насиченні, а при від'ємній – в стані відсічки:

$$U_{m.оп} \approx 2 I_{m.к} R_0,$$

де $I_{m.к}$ – амплітуда струму в колі колектор – база; R_0 – обмежувальний опір.

Значення $I_{m.к}$ вибирають за вихідними статичними характеристиками транзистора $I_k = f(U_k)$ при $I_e = \text{const}$, включеного за схемою з спільною базою. Користуючись цими характеристиками, слід мати на увазі, що включення транзистора зворотне і тому при виборі $I_{m.к}$ необхідно вносити відповідні корективи.

Опір обмежувального резистора R_0 слід вибирати таким, щоб в колекторному колі транзистора, який працює в режимі насичення, струм не перевищував допустимого для даного типу транзистора. На високих частотах ($f > 1$ кГц), коли наявність трансформаторів призводить до різкого збільшен-



ня втрат в сталі, використовують схему ФД без трансформаторів (рис.4.17, б), в якій трансформатори замінюють подільниками на резисторах і конденсаторах. Схема безтрансформаторного ФД використовується у випадку, коли опорна напруга має форму прямокутних імпульсів. Трансформатори на вході схеми замінені на подільники $R1C1$, $R2C2$ та $R3C3$, $R4C4$ в колі опорного сигналу, при цьому $C1 = C2$, $R1 = R2$, $C3 = C4$, $R3 = R4$; $C1 = \frac{1}{\omega_0 R1}$, де ω_0 –

кутова частота вхідного сигналу.

Резистори $R1 \div R4$ вибираються за умови узгодження каскадів для передачі найбільшої потужності, а резистори $R3$ та $R4$ одночасно є обмежувальними. Недоліком такої схеми ФД (рис.4.17, б) є те, що подільник зменшує вхідний сигнал та призводить до додаткових втрат.

4.6. Часові дискримінатори

Часові дискримінатори використовуються в різних пристроях для перетворення часового зсуву імпульсних сигналів в постійну напругу, яка залежить від величини цього часового зсуву. Принцип дії більшості схем часових дискримінаторів оснований на зарядженні конденсатора протягом часу збігання сигнального та селекторного імпульсів [32]. В цьому випадку конденсатор на час дії селекторного імпульсу підключається до джерела сигналу за допомогою ключової схеми. На практиці часові дискримінатори будуються на базі порівняння положення спарених селекторних імпульсів з положенням вхідного імпульсу. Статична характеристика часового дискримінатора має нелінійний характер та при відсутності завад має такий вигляд (рис.4.19):

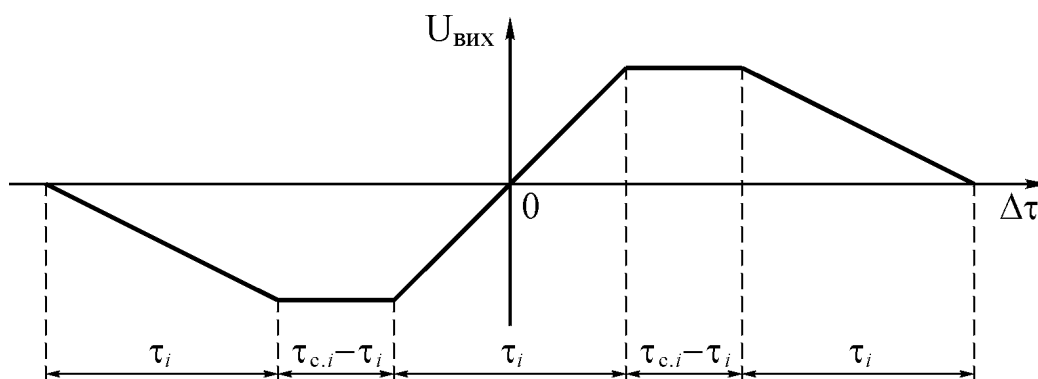


Рис.4.19. Статична характеристика часового дискримінатора

В залежності від типу ключової схеми часові дискримінатори можна розділити на дві групи: схеми з лінійним ключем, в яких процес накопичення заряду на конденсаторі не залежить від полярності сигнального імпульсу, та схеми з нелінійним ключем.

На рис.4.20, а наведена схема часового дискримінатора з лінійним ключем та двома накопичувальними конденсаторами. На вхід схеми потрапляють



прямокутні сигнальні імпульси тривалістю τ_i та періодом повторення T . Схема часового дискримінатора симетрична, тобто $C1 = C2$, а $R2 = R3$. Покладемо, що опір джерела дорівнює нулю, а випереджувальний та відставальний селекторні імпульси мають однакові тривалості, які дорівнюють тривалості сигнального імпульсу. Схема працює таким чином. Ключ $K1$ замикається на час дії випереджувального селекторного імпульсу, а ключ $K2$ – на час дії відставального селекторного імпульсу. Вихідною напругою часового дискримінатора є різниця напруг на конденсаторах $C1$ та $C2$. Амплітудна характеристика часового дискримінатора лінійна в межах тривалості сигнального імпульсу.

Стала часу та коефіцієнт передачі часового дискримінатора визначаються такими співвідношеннями:

$$\tau_{\text{чд}} = \frac{\tau_1}{\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_i}{T}} = \frac{\tau_1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{\tau_i}{T}}; \quad k_{\text{чд}} = \frac{2U_0}{T \frac{\tau_1}{\tau_2} + \tau_i} = \frac{2U_0}{T \frac{R_1}{R_2} + \tau_i},$$

де $\tau_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$; $\tau_2 = R_2 C_1$.

При виконанні умови $\frac{R_1}{R_2} \ll \frac{\tau_i}{T}$ отримаємо:

$$\tau_{\text{чд}} \approx T \frac{\tau_1}{\tau_i}; \quad k_{\text{чд}} \approx \frac{2U_0}{\tau_i}.$$

Якщо сигнальний імпульс має прямокутну форму, відсутні завади та немає флуктуацій амплітуди та часового положення сигналу, то схема з лінійними ключами (рис.4.20, а) аналогічна схемі з нелінійними ключами, наведеній на рис.4.20, б.

На рис.4.20, в наведена схема часового дискримінатора з лінійними ключами та одним накопичувальним конденсатором. Будемо вважати, що на вхід часового дискримінатора потрапляють прямокутні імпульси, внутрішній опір джерела дорівнює нулю, а селекторні імпульси мають однакові тривалості, які дорівнюють тривалості сигнального імпульсу. На ключі $K1$ та $K2$ подаються сигнали, що мають однакові амплітуди та різні полярності. Ключ $K1$ замикається на час дії випереджувального, а ключ $K2$ – на час дії відставального селекторних імпульсів.

Стала часу та коефіцієнт передачі такого часового дискримінатора дорівнюють:

$$\tau_{\text{чд}} = \frac{\tau_1}{\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{2\tau_i}{T}} = \frac{\tau_1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{2\tau_i}{T}}; \quad k_{\text{чд}} = \frac{2U_0}{T \frac{\tau_1}{\tau_2} + 2\tau_i} = \frac{2U_0}{T \frac{R_1}{R_2} + 2\tau_i},$$



де $\tau_1 = R_1 C_1$ (при $R_2 \gg R_1$).

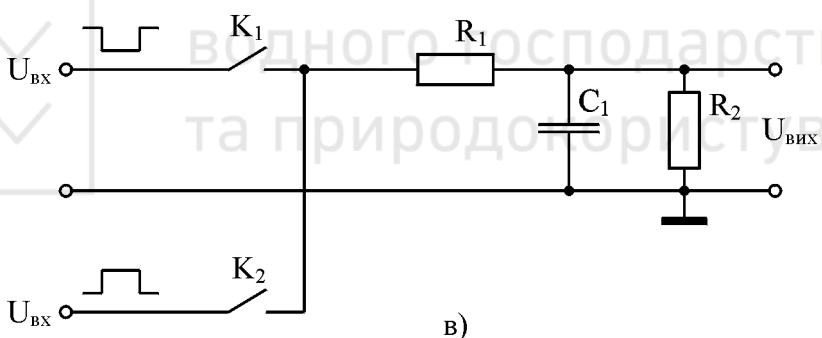
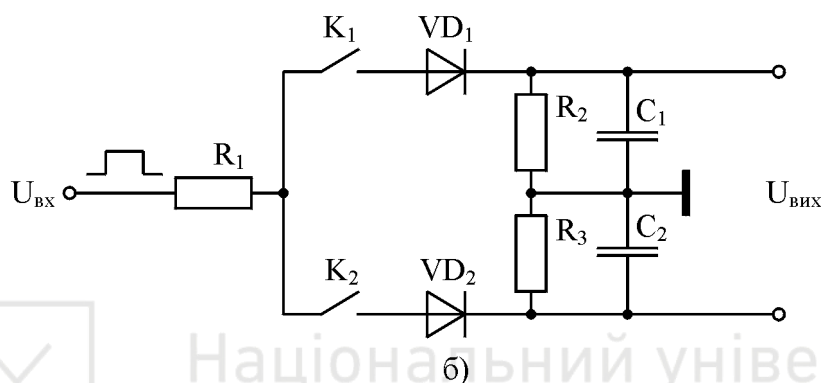
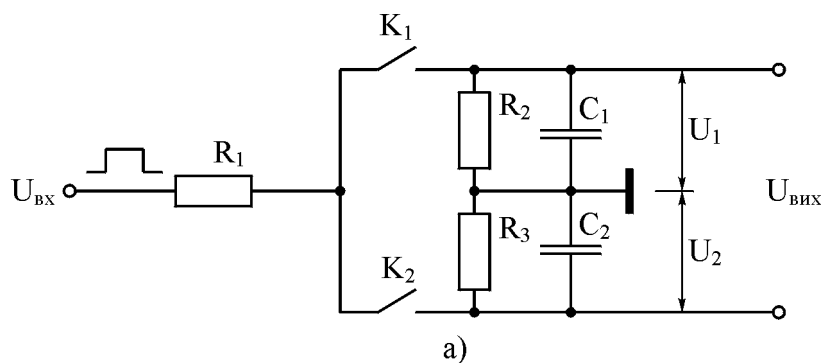


Рис.4.20. Схеми часових дискримінаторів: а – з лінійними ключами та двома накопичувальними конденсаторами; б – з нелінійними ключами та двома накопичувальними конденсаторами; в – з лінійними ключами та одним накопичувальним конденсатором

При виконанні умови $\frac{R_1}{R_2} \ll \frac{2\tau_i}{T}$ отримаємо:

$$\tau_{\text{чд}} \approx T \frac{\tau_1}{2\tau_i}; \quad k_{\text{чд}} \approx \frac{U_0}{\tau_i}.$$

Динамічні характеристики часового дискримінатора визначаються властивостями згладжувальних кіл, тобто RC – фільтрів низьких частот, які є аперіодичними колами першого порядку з сталими часу $\tau_{\text{чд}} \approx 0.1$ с. Таким чином, часовий дискримінатор як динамічне коло системи РА є аперіодичним колом першого порядку з передаточною функцією $K_{\text{чд}}(p) = \frac{k_{\text{чд}}}{1 + p\tau_{\text{чд}}}$.



4.7. Статичні еквіваленти дискримінаторів

Радіотехнічні системи працюють в умовах дії завад, які можуть суттєво вплинути на якість роботи систем РА. При аналізі впливу завад на роботу систем РА необхідно враховувати нелінійність дискримінаційної характеристики дискримінатора системи. В цьому випадку корисною буде узагальнена структурна схема радіотехнічної системи слідування, наведеної на рис.4.21, яка складається з нелінійного безінерційного дискримінатора з характеристикою $U_D = f(E)$ та лінійної частини з передаточною функцією $K_0(p) = \frac{K(p)}{k_{др}}$,

де $k_{др}$ – коефіцієнт передачі дискримінатора, який відповідає лінійній ділянці дискримінаційної характеристики; $K(p)$ – передаточна функція розімкненої лінеаризованої системи РА.

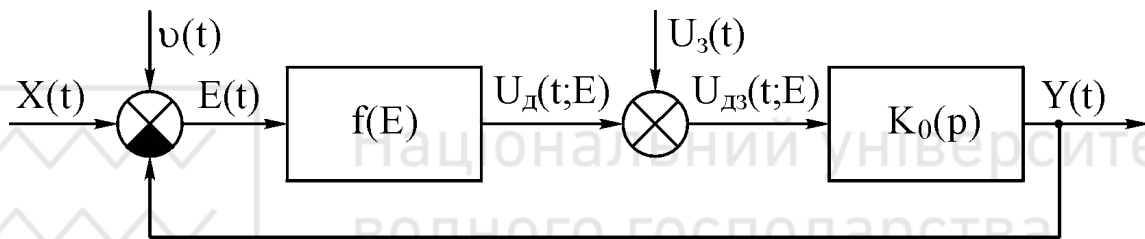


Рис.4.21. Узагальнена структурна схема радіотехнічної системи слідування

Обмежимося випадком адитивної завади, коли спотворена завадою напруга сигналу $U_{сз}(t)$ являє собою адитивну суміш сигналу та завади, або, іншими словами, алгебраїчну суму власне напруги сигналу $U_C(t; X)$, яка несе інформацію про вхідний сигнал $X(t)$, та напруги завади $U_3^*(t)$, тобто $U_{сз}(t) = U_C(t; X) + U_3^*(t)$. При цьому вихідна напруга дискримінатора $U_{дз}(t)$ системи РА буде складатися з напруги помилки $U_D(t; E)$ та напруги завади $U_3(t)$ (див рис.4.21): $U_{дз}(t; E) = U_D(t; E) + U_3(t)$, де $U_D(t; E) = k_{др}E(t)$. При наявності завади $U_3^*(t) = \mathfrak{Z}(t)$ напруга $U_D(t; E)$ залежить не тільки від неузгодження системи $E(t)$, а й від відносної інтенсивності завади.

Введемо позначення: P_C – потужність корисного сигналу на вході дискримінатора; P_3 – потужність завади на вході дискримінатора. Відносна інтенсивність корисного сигналу характеризується відношенням $q^2 = \frac{P_C}{P_3}$, яке на-

зивають відношенням сигнал/шум за потужністю. Дискримінаційна характеристика дискримінатора $U_D = f(E)$, розглянута в попередніх параграфах, при наявності завади суттєво залежить від відношення q^2 , тобто $U_D = f(E; q^2)$.



При зменшенні цього відношення максимуми дискримінаційної характеристики та коефіцієнт передачі $k_{др}$ дискримінатора зменшуються, що показано на рис.4.22. Це пояснюється нормувальною дією нелінійних елементів радіоприймального пристрою, таких, як амплітудний обмежувач, детектор, система автоматичного регулювання підсилення і т.і.

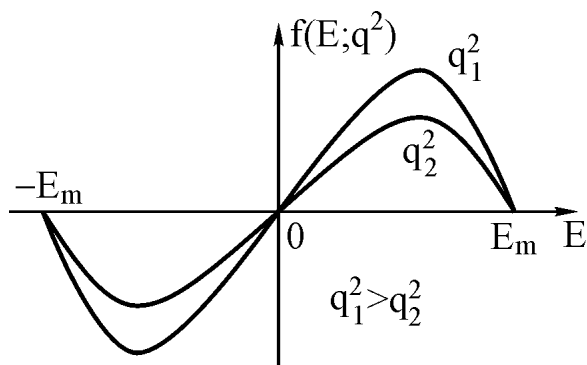


Рис.4.22. Дискримінаційна характеристика дискримінатора

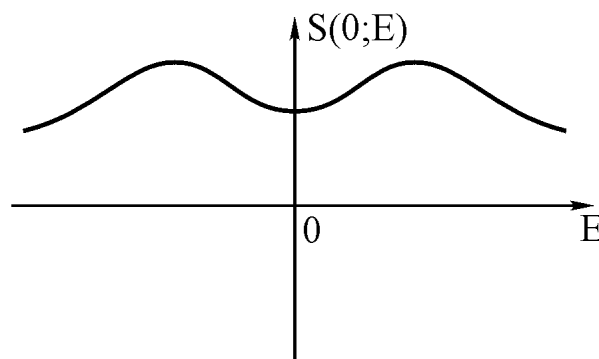


Рис.4.23. Флуктуаційна характеристика дискримінатора

Напруга завади на виході дискримінатора $U_3(t)$ є випадковим процесом з спектральною густиною потужності $S(\omega; E)$, яка залежить від неузгодження сигналу E системи РА.

Часто напруга $U_3(t)$ має постійну спектральну густину в смузі частот, яка значно перевищує смугу пропускання лінійної частини системи з передаточною функцією $K_0(p)$. В цьому випадку заваду $U_3(t)$ можна вважати білим шумом та представити її у вигляді $U_3(t) = \sqrt{S(0; E)} U_0(t)$, де $S(0; E)$ – значення спектральної густини напруги завади $U_3(t)$ на нульовій частоті; $U_0(t)$ – білий шум з спектральною густиною $1 \frac{B^2}{\text{Гц}}$.

Залежність $S(0; E)$ від неузгодження E називають флуктуаційною характеристикою дискримінатора. Якісний її характер показано на рис.4.23.

Дискримінаційна $f(E; q^2)$ та флуктуаційна $S(0; E)$ характеристики дискримінатора є його найважливішими характеристиками, які використовуються в задачах дослідження систем РА, що працюють в умовах адитивних завад.

Контрольні запитання

1. Поясніть функціональне призначення дискримінаторів в системах РА.
2. Що таке частотний дискримінатор? Поясніть принцип його роботи.
3. Наведіть електричну схему частотного дискримінатора на розладнаних контурах та проаналізуйте принцип його роботи.
4. Наведіть електричну схему балансного частотного дискримінатора та



пояснить принцип його роботи.

5. Наведіть структурну схему частотно-імпульсного дискримінатора та пояснить принцип його роботи.

6. Наведіть функціональну схему частотного дискримінатора на основі компаратора та пояснить принцип його роботи.

7. Які функції виконує частотний дискримінатор?

8. Від яких параметрів залежить вихідна напруга частотного дискримінатора на розладнаних контурах?

9. Що таке крутизна характеристики частотного дискримінатора і які максимальні значення вона може приймати?

10. Як визначається мінімальне (для даної схеми частотного дискримінатора) значення коефіцієнта нелінійних спотворень?

11. Що необхідно робити у випадку, коли контур частотного дискримінатора має добротність більшу, ніж необхідно?

12. Що таке фазовий дискримінатор? Пояснить принцип його роботи.

13. Наведіть електричну схему балансного фазового дискримінатора та пояснить принцип його роботи.

14. Наведіть електричну схему кільцевого фазового дискримінатора та пояснить принцип його роботи.

15. Наведіть електричну схему симетричного ключового фазового дискримінатора та пояснить принцип його роботи.

16. Наведіть електричну схему тригерного фазового дискримінатора та пояснить принцип його роботи.

17. З яких міркувань необхідно вибирати струми активних елементів при розрахунку фазового дискримінатора?

18. Що таке часовий дискримінатор? Пояснить принцип його роботи.

19. Наведіть основні схеми часових дискримінаторів.

20. Як визначаються коефіцієнт передачі та стала часу часових дискримінаторів?

21. Наведіть узагальнену структурну схему радіотехнічної слідкувальної системи та пояснить принцип її роботи.

22. Що таке дискримінаційна та флуктуаційна характеристики дискримінатора?



5. ТИПОВІ СИСТЕМИ РАДІОАВТОМАТИКИ

5.1. Потенціометрична слідкувальна система

Слідкувальні системи відносяться до найбільш поширених систем РА, алгоритм функціонування яких можна сформулювати таким чином: зміна вихідного сигналу (координати) Y з необхідною точністю у відповідності з деякою функціональною залежністю, яка визначається вхідним сигналом (координатою) X .

Найчастіше за допомогою слідкувальних систем за каналами зв'язку передається кут повороту, наприклад, кутове обертання антени радіолокатора. Іншим прикладом режиму стеження може бути зміна частоти гетеродина в системах автоматичної підстройки частоти, яка точно повторює зміну частоти вхідного сигналу.

В системах РА, які відтворюють задану вхідну дію у вигляді механічного кутового переміщення в якості задавачів найчастіше використовуються потенціометричні датчики. Відповідно такі системи називають потенціометричними дистанційними передачами. Розглянемо принцип дії потенціометричної слідкувальної системи, призначеної для дистанційного керування кутом повороту антени.

Функціональна схема потенціометричної слідкувальної системи наведена на рис.5.1, а. За допомогою рухомого контакту (щітки) потенціометра R_1 , який включений в одне з плеч моста $abcd$, в систему вводять вхідний сигнал – кут $\theta_{вх}$, попередньо врівноваживши міст. Умовою рівноваги моста, тобто $U_{cd} = 0$, є рівняння $R_2 R_3 = R_1 R_4$. Наявність вхідного сигналу призводить до появи приросту опору ΔR_1 , пропорційного кута $\theta_{вх}$, внаслідок чого міст виходить з стану рівноваги і на його виході утворюється напруга розладнання ΔU_{cd} з відповідним знаком (в залежності від того, в який бік буде повертатися щітка потенціометра R_1). Залежність напруги розладнання ΔU_{cd} від вхідного сигналу $\theta_{вх}$ наведена на рис.5.2, а. З графіка виходить, що напруга розладнання лінійно залежить від кута $\theta_{вх}$, тобто $\Delta U_{cd} = K_{\text{моста}} \cdot \theta_{вх}$.

Одержана таким чином напруга підсилюється одним з трактів диференціального підсилювача постійного струму (ДППС), характеристика якого наведена на рис.5.2, б.

Підсилена напруга з виходу ДППС потрапляє на виконавчий електродвигун M , який механічно зв'язаний з антеною через редуктор P . На валу разом з антеною розташований зразковий потенціометр R_2 , щітка якого через редуктор з'єднується з вихідним валом виконавчого електродвигуна. Вихідним сигналом потенціометричної слідкувальної системи (ПСС) є кут повороту $\theta_{вих}$ вала антени.

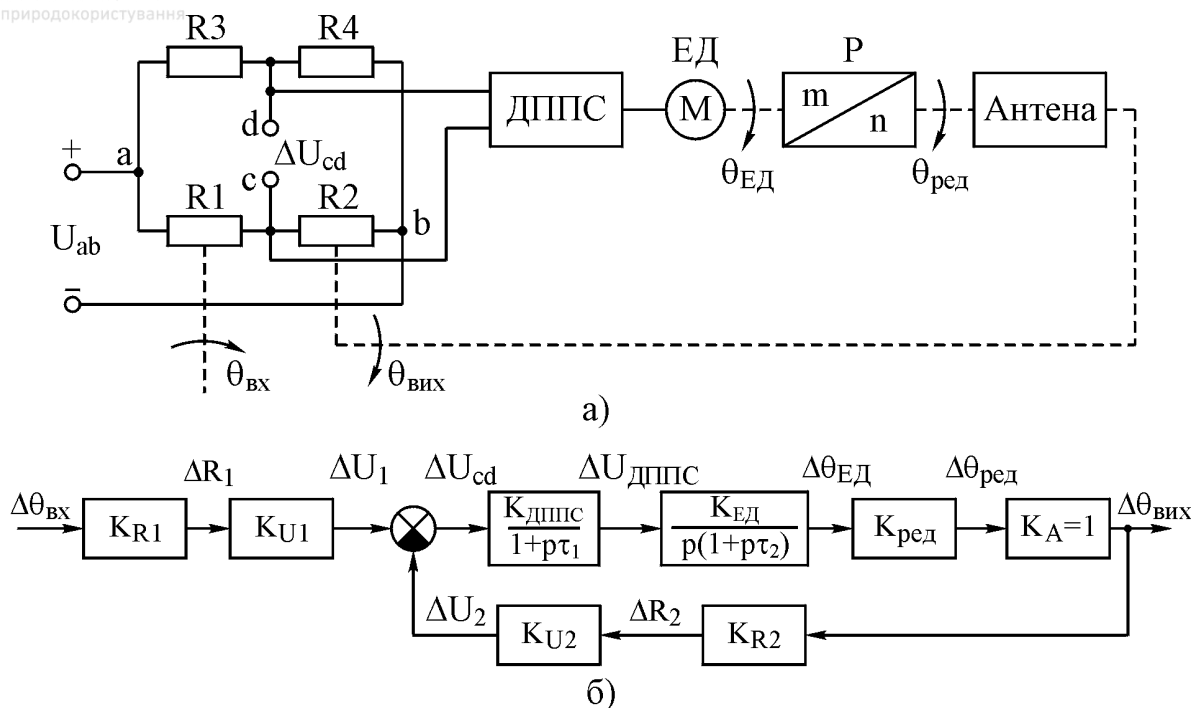


Рис.5.1. Функціональна (а) та структурна (б) схеми потенціометричної слідкувальної системи

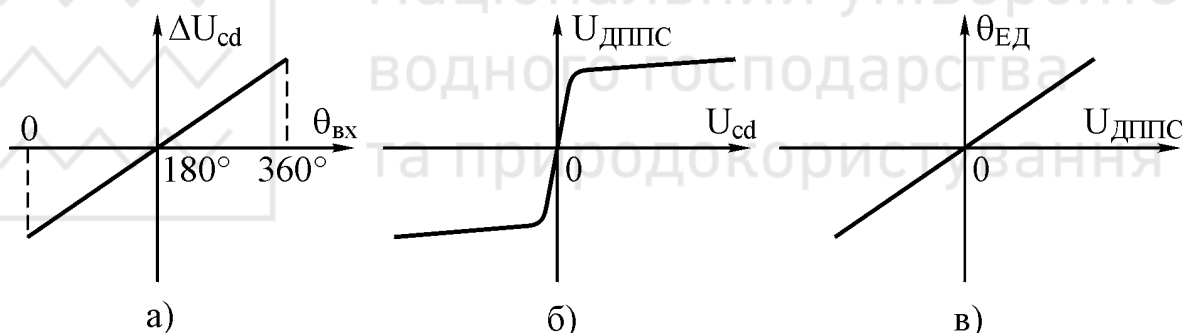


Рис.5.2. Залежності вихідної напруги моста від вхідного сигналу (а), вихідної напруги диференціального ППС від напруги неузгодження моста (б) та кута повороту ротора електродвигуна від напруги керування (в)

При повороті щітки потенціометра R_1 на кут $\Delta\theta_{\text{вх}}$ відносно осі симетрії робочого діапазону зміни кута $\theta_{\text{вх}}$ (праворуч або ліворуч відносно 180°) виникає приріст ΔR_1 , який призводить до появи напруги розбалансування моста ΔU_{cd} відповідного знаку. Ця напруга, підсилена за допомогою ДППС, примушує спрацювати виконавчий електродвигун M , тобто вихідний вал повернеться на кут $\Delta\theta_{\text{вих}}$, змінивши величину опору R_2 на ΔR_2 . При виконанні умови $\Delta R_1 = \Delta R_2$ міст врівноважиться, на обмотці збудження виконавчого електродвигуна напруга буде дорівнювати нулю, що призведе до зупинки електродвигуна.

На рис.5.2, б, в наведені ідеалізовані характеристики ДППС та виконавчого електродвигуна. Ці характеристики, як і характеристики моста, однозначні та симетричні, що дозволяє ДППС відпрацьовувати прирости $\Delta\theta_{\text{вх}}$ рі-



зних знаків, тобто повертати антену в потрібному напрямку за кутом місця.

На рис.5.1, б наведена еквівалентна структурна схема ПСС (її лінеаризована модель), на якій показані кола, сигнали, а також співвідношення для передаточних функцій кіл.

Цикл автоматичного регулювання складається з таких операцій:

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{\text{вх}} \uparrow \Rightarrow \Delta R_1 \uparrow \Rightarrow \Delta U_1 \uparrow \Rightarrow \Delta U_{\text{cd}} \uparrow \Rightarrow \Delta U_{\text{ДППС}} \uparrow \Rightarrow \Delta\theta_{\text{ЕД}} \uparrow \Rightarrow \Delta\theta_{\text{ред}} \uparrow \Rightarrow \\ \Rightarrow \Delta\theta_{\text{вих}} \uparrow \Rightarrow \Delta R_2 \uparrow \Rightarrow \Delta U_2 \uparrow \Rightarrow \Delta U_{\text{cd}} = \Delta U_1 - \Delta U_2 = 0 \Rightarrow \text{зупинка} \\ \text{електродвигуна та фіксація робочої точки } \Delta\theta_{\text{ЕД}}. \end{aligned}$$

Основними сигналами ПСС є:

$$X = \theta_{\text{вх}}; \quad Y = \theta_{\text{вих}}; \quad Y_{33} = \theta_{\text{вих}}; \quad E = \Delta\theta = \Delta U_{\text{cd}}; \quad Z = \theta_{\text{ЕД}}.$$

За допомогою еквівалентної структурної схеми ПСС знайдено співвідношення для передаточної функції замкненої системи:

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{\text{вих}}(p) &= K_{\text{зам}}(p) \Delta\theta_{\text{вх}}(p) = K_{\text{ред}} \Delta\theta_{\text{ЕД}}(p) = K_{\text{ред}} \frac{K_{\text{ДППС}}}{1 + p\tau_1} \cdot \frac{K_{\text{ЕД}}}{p(1 + p\tau_2)} \Delta U_{\text{cd}}(p) = \\ &= \frac{K_{\text{ред}} K_{\text{ДППС}} K_{\text{ЕД}}}{p(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)} [\Delta U_1(p) - \Delta U_2(p)] = \\ &= \frac{K_{\text{ред}} K_{\text{ДППС}} K_{\text{ЕД}}}{p(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)} [K_{R1} K_{U1} \Delta\theta_{\text{вх}}(p) - K_{R2} K_{U2} \Delta\theta_{\text{вих}}(p)]. \end{aligned}$$

Якщо прийняти $K_{R1} K_{U1} = K_{R2} K_{U2}$, то останнє співвідношення можна переписати таким чином:

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{\text{вих}}(p) \left[1 + \frac{K_{\text{ред}} K_{\text{ДППС}} K_{\text{ЕД}}}{p(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)} \right] &= \Delta\theta_{\text{вх}}(p) \frac{K_{\text{ред}} K_{\text{ДППС}} K_{\text{ЕД}}}{p(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}; \\ K_{\text{зам}}(p) = \frac{\Delta\theta_{\text{вих}}(p)}{\Delta\theta_{\text{вх}}(p)} &= \frac{K_{\text{ред}} K_{\text{ДППС}} K_{\text{ЕД}}}{p(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2) + K_{\text{ред}} K_{\text{ДППС}} K_{\text{ЕД}}} = \\ &= \frac{K_{\text{екв}}}{p(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2) + K_{\text{екв}}} = \frac{K_{\text{екв}}}{\tau_1 \tau_2 p^3 + (\tau_1 + \tau_2) p^2 + p + K_{\text{екв}}}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Якщо врахувати нелінійності характеристик ДППС, виконавчого електродвигуна і редуктора, то еквівалентна структурна схема та її математичне описання будуть набагато складнішими.

За класифікаційними ознаками потенціометрична слідкувальна система може бути оцінена таким чином:

- 1) за алгоритмом функціонування – слідкувальна;
- 2) за принципом управління – замкнена;
- 3) за властивостями кіл та сигналів – лінійна, неперервна, детермінована;
- 4) за кількістю контурів регулювання – одноконтурна;
- 5) за кількістю вихідних сигналів – одновимірна;



- 6) за швидкодією – інерційна (електромеханічна);
- 7) за способом обробки сигналу розладнання – астатична.

Таким чином, завершений початковий етап дослідження будь-якої замкненої системи РА – отримання її математичної моделі. На основі передаточної функції можна отримати співвідношення для однорідного диференціального рівняння та комплексної передаточної функції:

$$\tau_1 \tau_2 \frac{d^3 \theta_{\text{вих}}(t)}{dt^3} + (\tau_1 + \tau_2) \frac{d^2 \theta_{\text{вих}}(t)}{dt^2} + \frac{d \theta_{\text{вих}}(t)}{dt} + K_{\text{екв}} \theta_{\text{вих}}(t) = K_{\text{екв}} \theta_{\text{вх}}(t); \quad (5.2)$$

$$K_{\text{зам}}(j\omega) = \frac{K_{\text{екв}}}{\tau_1 \tau_2 (j\omega)^3 + (\tau_1 + \tau_2)(j\omega)^2 + j\omega + K_{\text{екв}}} = \frac{K_{\text{екв}}}{K_{\text{екв}} - \omega^2(\tau_1 + \tau_2) + j\omega(1 - \tau_1 \tau_2 \omega^2)}. \quad (5.3)$$

В усталеному режимі $K_{\text{екв}} \theta_{\text{вих}} = K_{\text{екв}} \theta_{\text{вх}}$, тобто $\theta_{\text{вих}} = \theta_{\text{вх}}$.

Для переходу до частотного аналізу потенціометричної слідкувальної системи необхідно знайти АЧХ та ФЧХ замкненої системи:

$$A_{\text{зам}}(\omega) = |K_{\text{зам}}(j\omega)| = \frac{K_{\text{екв}}}{\sqrt{[K_{\text{екв}} - \omega^2(\tau_1 + \tau_2)]^2 + \omega^2(1 - \tau_1 \tau_2 \omega^2)^2}}; \quad (5.4)$$

$$\varphi_{\text{зам}}(\omega) = \arg\{K_{\text{зам}}(j\omega)\} = -\arctg \frac{\omega(1 - \tau_1 \tau_2 \omega^2)}{K_{\text{екв}} - \omega^2(\tau_1 + \tau_2)}. \quad (5.5)$$

При використанні передаточної функції розімкненої системи $K_{\text{роз}}(j\omega)$ комплексну передаточну функцію необхідно представити у вигляді добутку передаточних функцій типових кіл. Наявність математичної моделі системи дозволяє досліджувати стійкість системи, запаси стійкості, а також показники якості в усталеному та динамічному режимах.

5.2. Системи автоматичного регулювання підсилення в радіоприймачах

5.2.1. Основні положення та визначення

Системи автоматичного керування, які використовуються в радіоприймачах, працюють при постійній зміні амплітуди вхідного сигналу, що потрапляє від антени, рівня зовнішніх завад, частоти вхідного сигналу і т.і. Для збереження умов роботи радіоприймача, близьких до оптимальних, використовуються системи автоматичного регулювання підсилення (АРП).

Системи АРП використовуються в радіоприймачах різного призначення (радіолокаційних, зв'язку, навігаційних і т.і.) для того, щоб при значних змінах амплітуди вхідного сигналу підтримувати постійними амплітуди вхідного сигналу детектора та підсилювача низької частоти. Це необхідно для



підтримання стабільної гучності радіоприймача, зменшення перенавантажень та виникнення нелінійних спотворень в його вихідних каскадах при великих амплітудах вхідного сигналу. Зміна у великих межах відстані між приймачем і передавачем, зміна потужності радіопередавача, зміна взаємного орієнтування антен приймача та передавача при зв'язку з рухомими об'єктами (корабель, автомобіль, гелікоптер і т.і.), а також непостійність умов поширення радіохвиль можуть викликати зміну вхідної напруги радіоприймача до 120 дБ. В цей самий час амплітуда напруги на виході приймача не повинна змінюватися більше, ніж на 6 дБ. Тому основною частиною будь-якого приймача є система АРП.

Збереження амплітудної модуляції при стабілізації вихідного сигналу можливе тільки в тому випадку, коли модульовальна напруга змінюється значно швидше, ніж вхідний сигнал. Це досягається при відповідному виборі параметрів фільтрів в системі АРП. Якщо швидкість зміни вхідного сигналу приймача та модульовального сигналу одного порядку, то виникає часткова демодуляція сигналів через дію системи АРП, а зміна вхідного сигналу діє як завада.

В радіоавтоматиці системи АРП використовуються для стабілізації коефіцієнта передачі вимірювальних пристроїв. Для радіоавтоматики велике значення мають динамічні характеристики системи АРП, тому що перехідні процеси суттєво впливають на роботу інших систем, на які потрапляють вихідні сигнали приймача.

За принципом дії відрізняють системи АРП без зворотного зв'язку (які працюють за принципом керування за збудженням), зі зворотним зв'язком (які працюють за принципом керування за відхиленням), системи АРП з пілот-сигналом, і т. і.

5.2.2. Система АРП без зворотного зв'язку

Такі системи АРП ще називають АРП “вперед”. Функціональна схема такої системи АРП наведена на рис.5.3, а. В такій схемі вихідні сигнали підсилювача проміжної частоти (ППЧ) детектуються детектором АРП (ДАРП), підсилюються за допомогою підсилювача АРП (ПАРП) та потрапляють на наступні підсилювальні елементи вихідних каскадів (ВК). Коефіцієнт підсилення ВК змінюється і вихідний сигнал $U_{\text{вих}}(t)$ стабілізується. В деяких системах ПАРП відсутній, тому регульовальна напруга подається на ВК безпосередньо з ДАРП. При збільшенні амплітуди сигналу $U_{\text{вих}}(t)$ на виході радіоприймача рівень сигналу на виході ПАРП збільшується, що призводить до зменшення підсилення вихідних каскадів. В деякому діапазоні зміни амплітуди вхідного сигналу $U_{\text{вх}}(t)$ можна підібрати залежність підсилення вихідних каскадів від напруги керування $U_y(t)$ такою, щоб амплітуда вихідного сигна-



лу залишалася незмінною.

Недоліки такої системи АРП, як і будь-якої системи без зворотного зв'язку, такі:

- 1) спосіб дії системи не залежить від рівня вихідного сигналу;
- 2) при зміні коефіцієнта підсилення вихідних каскадів (наприклад, при зміні температурних умов роботи транзисторів) регульовальна напруга не змінюється, а рівень стабілізації вихідної напруги змінюється;
- 3) система АРП “вперед” не дозволяє підтримувати нормальний режим роботи ППЧ в досить широкому діапазоні зміни амплітуди вхідних сигналів $U_{\text{вх}}(t)$ та, відповідно, не виконує однієї з своїх основних функцій.

Тому така система АРП використовується тільки як допоміжна в деяких системах радіоавтоматики.

5.2.3. Система АРП зі зворотним зв'язком

Такі системи АРП ще називають АРП “назад”. В такій системі вихідний сигнал ППЧ детектується детектором АРП, підсилюється за допомогою ПАРП та через фільтр Φ у вигляді напруги керування $U_y(t)$ потрапляє на ППЧ (рис.5.3, б). При зміні амплітуди напруги на виході ППЧ змінюється напруга керування $U_y(t)$ та у відповідності з нею коефіцієнт підсилення ППЧ таким чином, щоб динамічний діапазон вихідних сигналів був значно меншим динамічного діапазону вхідних сигналів. Всі зміни коефіцієнта передачі автоматично враховуються системою, оскільки діє зворотний зв'язок з виходу на вхід. На детектор або підсилювач АРП часто подається напруга затримки АРП U_z . За допомогою введення цієї напруги можна виключити дію зворотного зв'язку (розрив кола АРП) та зупинити зменшення коефіцієнта передачі для сигналів малого рівня. Коло АРП замкнеться тільки тоді, коли напруга на відповідному елементі (детекторі або підсилювачі АРП) перевищить напругу затримки. Іноді, якщо вимоги до зміни рівня вихідного сигналу не дуже жорсткі, в системі відсутній підсилювач АРП, а напруга на вхід фільтра подається з виходу детектора АРП.

Дія системи АРП ґрунтується не на порівнянні вихідного сигналу з вхідним, а на зміні параметра (коефіцієнта передачі) у відповідності з сигналом зворотного зв'язку, тобто система АРП є параметричною [21]. Така система АРП відрізняється від відомих систем РА, в яких коефіцієнт передачі залишається незмінним. Внаслідок того, що система АРП є параметричною, вона може працювати в широкому динамічному діапазоні зміни вхідних сигналів, який досягає 120 дБ.

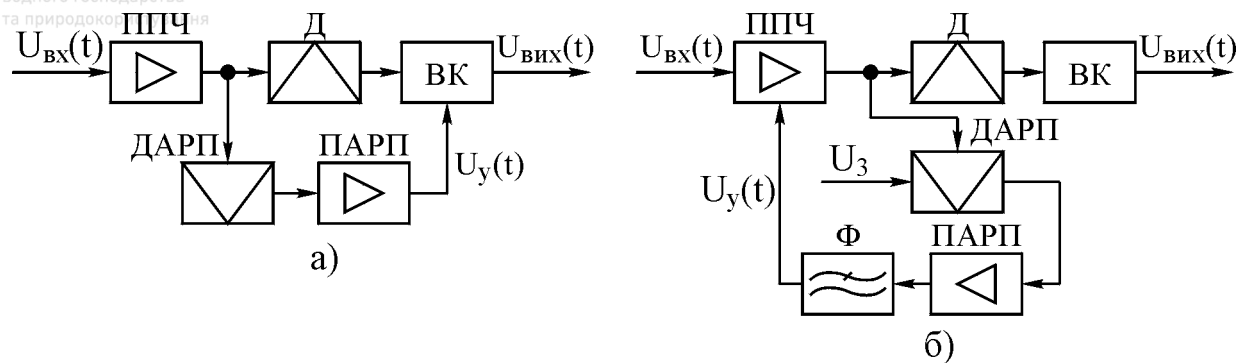


Рис.5.3. Функціональні схеми системи АРП без зворотного зв'язку (а) та зі зворотним зв'язком (б)

В системі АРП регулюванню підлягає ППЧ, коефіцієнт передачі $K_{\text{ППЧ}}$ якого є функцією напруги $U_y(t)$. Залежність $K_{\text{ППЧ}}(U_y)$ називають характеристикою регулювання системи АРП (рис.5.4, а). Ця залежність є основною при розгляданні процесів в системі. Характеристику регулювання знімають експериментально або розраховують за заданими характеристиками регулювання окремих каскадів підсилювача.

Статичною характеристикою системи АРП називають залежність амплітуди напруги на виході ППЧ приймача $U_{\text{м вих}}$ (або амплітуди напруги керування $U_{\text{м у}}$) від амплітуди вхідної напруги $U_{\text{м вх}}$ в усталеному режимі.

Якщо в системі використовується затримка, то залежність $U_{\text{м вих}}(U_{\text{м вх}})$ має дві ділянки: з великою крутизною ОМ та з малою крутизною МН (рис.5.4, в). На ділянці ОМ коло регулювання розімкнене ($U_{\text{м у}} = 0$), а амплітуда вихідної напруги пропорційна амплітуді вхідної напруги, при цьому коефіцієнт передачі ППЧ максимальний ($K_{\text{мах}}$). Ділянка МН відповідає режиму регулювання, а її нахил характеризує ефективність системи АРП. В системах АРП без затримки ці дві ділянки виражені менш яскраво, але ефективність регулювання збільшується при збільшенні амплітуди сигналу на вході.

Для кількісної оцінки ефективності системи АРП вводиться коефіцієнт $\beta = \frac{U_{\text{м вих max}}}{U_{\text{м вих min}}}$, який дорівнює відношенню максимальної амплітуди вихідної

напруги до мінімальної при заданому динамічному діапазоні $\alpha = \frac{U_{\text{м вх max}}}{U_{\text{м вх min}}}$

зміни амплітуди сигналу на вході. Величина $U_{\text{м вх ном}}$ відповідає номінальній потужності сигналу на виході та характеризує область переходу однієї ділянки статичної характеристики в іншій. Чим ефективнішою є дія системи АРП, тим менше коефіцієнт β відрізняється від одиниці, і тим меншим є нахил робочої ділянки статичної характеристики до осі абсцис. Нахил цієї ділянки (МН) не може дорівнювати нулю, тому що амплітуда напруги керування



$U_y(t)$ може змінюватися тільки за рахунок зміни вихідної напруги $U_{\text{вих}}(t)$.

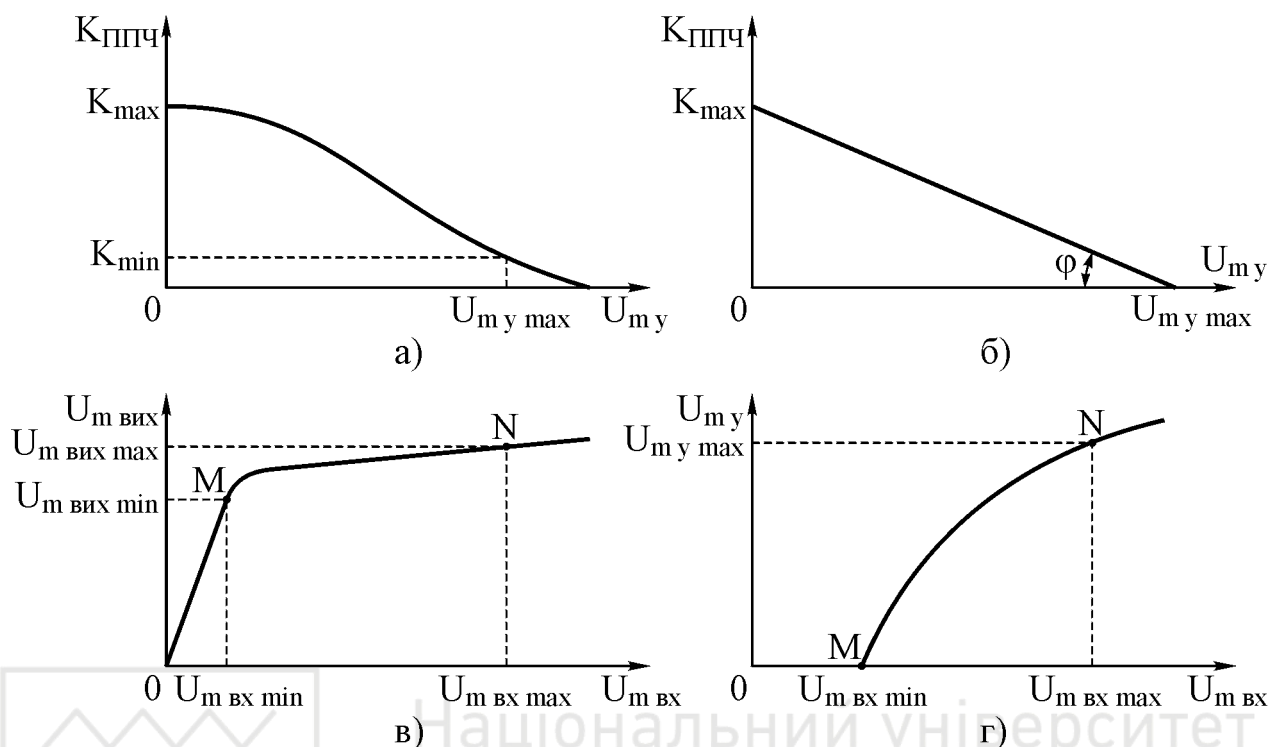


Рис.5.4. Реальна (а) та ідеальна (б) характеристики регулювання ППЧ системи АРП, статична характеристика (в) та залежність $U_{m,y}(U_{m,vx})$ (г)

До системи АРП ставиться вимога досягнення визначеного значення β при заданій величині α , тобто відношення $\frac{\alpha}{\beta}$ характеризує степінь регулю-

вання. Для збільшення ефективності регулювання в коло зворотного зв'язку включений підсилювач АРП з коефіцієнтом передачі K_{Π} . На рис.5.3, б цей підсилювач включений після детектора АРП, але інколи використовуються схеми, в яких підсилювач розташований перед детектором АРП, або коли напруга затримки подається на підсилювач АРП.

Чим більший коефіцієнт передачі $K_{\alpha} = K_{\text{д}} K_{\Pi}$ детектора та підсилювача АРП, тим менший нахил ділянки MN.

Напруга керування $U_y(t) = 0$, а коефіцієнт передачі ППЧ максимальний $K_{\text{ППЧ}} = K_{\text{max}}$ доти, поки напруга на вході детектора АРП не буде більшою напруги затримки U_3 (або на вході підсилювача АРП, якщо U_3 подається на цей підсилювач). Сигнали на виході приймача в цьому випадку повинні досягати свого номінального значення (точка М на рис.5.4, в). Амплітуди напруг на вході ППЧ та на вході детектора АРП позначимо відповідно $U_{m,vx \min}$ та $U_{m,vih \min}$, при цьому $U_{m,vih \min} U_3 = U_{m,vx \min} K_{\text{max}}$.

Якщо задані величини α та β і відома характеристика регулювання, то можна знайти коефіцієнт передачі підсилювача АРП. При $U_{m,vih} > U_{m,vih \min}$



$$U_{my} = K_{\Pi} (K_D U_{m \text{ вих}} - U_3); \quad U_{my \text{ max}} = K_D K_{\Pi} (U_{m \text{ вих max}} - U_3).$$

Тому що $U_{m \text{ вих max}} = \beta \cdot U_{m \text{ вих min}}$, то враховуючи, що $U_{m \text{ вих min}} = U_3$, отримаємо

$$K_{\Pi} = \frac{U_{my \text{ max}}}{U_{m \text{ вих min}} (\beta K_D - 1)} \approx \frac{U_{my \text{ max}}}{\beta K_D U_{m \text{ вих min}}}. \quad (5.6)$$

Напруга $U_{y \text{ max}}$ визначається за характеристикою регулювання та заданими величинами β і $U_{m \text{ вих min}}$ в точці М (рис.5.4, в), де

$$K_{\Pi \Pi \Pi} = K_{\min} = K_{\max} \frac{\beta}{\alpha}. \quad (5.7)$$

З останнього співвідношення

$$K_{\min} = \frac{U_{m \text{ вих max}}}{U_{m \text{ вх max}}} = \frac{U_{m \text{ вих max}}}{U_{m \text{ вих min}}} \cdot \frac{U_{m \text{ вх min}}}{U_{m \text{ вх max}}} \cdot K_{\max}.$$

Аналогічні співвідношення можна отримати і для інших варіантів побудови кола зворотного зв'язку системи АРП. Відзначимо, що значення K_{Π} може бути більшим від значення, розрахованого за формулою (5.6), але не меншим, тому що тоді β перевищує задане значення.

В системі АРП при відсутності підсилювача АРП ($K_{\Pi} = 1$) та при заданому значенні α визначимо β як розв'язок рівняння

$$\beta = \frac{1 + \frac{U_{my \text{ max}}}{U_{m \text{ вих min}}}}{K_D} = \alpha \frac{K_{\min}}{K_{\max}}.$$

Вибравши різні точки на характеристиці $K_{\Pi \Pi \Pi}(U_{my})$ та підставивши в останнє рівняння відповідні значення $K_{\Pi \Pi \Pi}$ та U_{my} , отримаємо величини β . Тим значенням $K_{\Pi \Pi \Pi}$ та U_{my} , при яких величини β однакові, відповідає розв'язок останнього рівняння: $K_{\Pi \Pi \Pi} = K_{\min}$, $U_{my} = U_{my \text{ max}}$.

При побудові статичної характеристики спочатку задають амплітуду напруги керування $U_{my}(U_{my1}, U_{my2}, \dots)$ та для кожної з них за характеристикою регулювання (рис.5.4, а) визначають відповідні значення $K_{\Pi \Pi \Pi}$ ($K_{\Pi \Pi \Pi1}, K_{\Pi \Pi \Pi2}, \dots$). Далі знаходять значення $U_{m \text{ вих } 1}, U_{m \text{ вих } 2}, \dots$ з рівняння

$$U_{m \text{ вих } i} = K_D \left(U_3 + \frac{U_{my i}}{K_{\Pi}} \right), \quad i = 1, 2, 3, \dots$$

Якщо підсилювач АРП знаходиться перед детектором АРП, то

$$U_{my} = K_D (K_{\Pi} U_{m \text{ вих}} - U_3); \quad U_{m \text{ вих}} = \frac{U_3 + \frac{U_{my}}{K_D}}{K_{\Pi}}.$$



За отриманими значеннями $K_{\text{ППЧ}}$ та $U_{\text{м вих}}$ обчислюють відповідні амплітуди вхідного сигналу: $U_{\text{м вх}} = \frac{U_{\text{м вих}}}{K_{\text{ППЧ}}}$ (тобто $U_{\text{м вх1}} = \frac{U_{\text{м вих1}}}{K_{\text{ППЧ1}}}$; $U_{\text{м вх2}} = \frac{U_{\text{м вих2}}}{K_{\text{ППЧ2}}}$ і т. і.) та будують залежність $U_{\text{м вих}}(U_{\text{м вх}})$.

Коефіцієнт передачі i -го регульованого каскаду підсилювача $K_{\text{ППЧ}i}$ залежить від напруги керування $K_{\text{ППЧ}i} = qS_i(U_{\text{м у}})$. Загальний коефіцієнт передачі ППЧ

$$K_{\text{ППЧ}} = q \prod_{i=1}^n S_i(U_{\text{м у}}) K_{\text{ППЧ.н}} = K_{\text{ППЧ.рег}} K_{\text{ППЧ.н}}, \quad (5.8)$$

де S_i – коефіцієнт, що залежить від напруги керування; q – коефіцієнт пропорційності; $K_{\text{ППЧ.рег}}$ – коефіцієнт передачі регульованих (керованих) каскадів; $K_{\text{ППЧ.н}}$ – коефіцієнт передачі нерегульованих (некерованих) каскадів; n – кількість регульованих каскадів.

Кількість регульованих каскадів доцільно вибирати найбільшою, що полегшує виконання вимог до системи АРП. Однак не слід змінювати режим роботи вхідних каскадів (тому що погіршуються шумові характеристики підсилювача), а також змішувачів радіоприймача.

Для АРП можна використовувати зміну опору спеціально введених в схему нелінійних елементів. Режим роботи транзистора за постійним струмом в цьому випадку не змінюється та, відповідно, виключаються протиріччя між вимогами температурної стабілізації та намаганням збільшити ступінь регулювання; не змінюється також і рівень нелінійних спотворень. В якості регульованих нелінійних елементів можна використовувати напівпровідникові діоди, переходи емітер–база транзисторів, а також керовані нелінійні резистори.

5.2.4. Динамічний режим систем АРП

Швидкодія систем АРП залежить не тільки від параметрів системи, але і від амплітуди вхідного сигналу: чим більша амплітуда, тим більша швидкодія та менший час регулювання при інших рівних умовах. Розглянемо цю властивість на прикладі системи з фільтром, який має передаточну функцію

$$K_{\phi}(p) = \frac{1}{1 + p\tau_{\phi}}.$$

Будемо вважати характеристику регулювання лінійною (див. рис.5.4, б)

$$K_{\text{ППЧ}}(U_{\text{м у}}) = K_{\text{max}} - U_{\text{м у}} \operatorname{tg} \varphi.$$

Для спрощення будемо вважати, що напруга затримки дорівнює нулю



($U_3 = 0$). Напруга на виході фільтра $U_{\text{м вих П}} K_{\text{П}} K_{\text{Д}}$, де $U_{\text{м вих П}}$ – амплітуда напруги на виході підсилювача АРП. Запишемо диференціальне рівняння системи

$$\tau_{\phi} \frac{dU_y(t)}{dt} + U_y(t) = K_{\text{П}} K_{\text{Д}} U_{\text{м вих П}}.$$

Інерційність регульованого підсилювача достатньо мала, тому можна вважати, що

$$U_{\text{м вих П}} = K_{\text{ППЧ}}(U_{\text{м вх}}) U_{\text{м вх}} = (K_{\text{max}} - U_{\text{м вх}} \operatorname{tg} \varphi) U_{\text{м вх}}.$$

Тоді

$$\tau_{\phi} \frac{dU_y(t)}{dt} + U_y(t) = K_{\text{П}} K_{\text{Д}} (K_{\text{max}} - U_{\text{м вх}} \operatorname{tg} \varphi) U_{\text{м вх}}.$$

або

$$\tau_{\phi} \frac{dU_y(t)}{dt} + (1 + \mu) U_y(t) = K_{\text{max}} K_{\text{П}} K_{\text{Д}} U_{\text{max}}, \quad (5.9)$$

де $\mu = K_{\text{П}} K_{\text{Д}} U_{\text{м вх}} \operatorname{tg} \varphi$.

Отримане рівняння повністю описує динамічні властивості системи АРП. Воно є лінійним зі змінним коефіцієнтом μ . При сталому значенні $U_{\text{м вх}}$, тобто коли вхідний сигнал являє собою ступінчасту функцію $U_{\text{м вх}}(t) = U_{\text{м вх}} 1(t)$, передаточну функцію системи АРП можна записати таким чином:

$$K_{\text{АРП}}(p) = \frac{U_y(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_{\text{екв}}}{1 + p \tau_{\text{екв}}},$$

$$\text{де } K_{\text{екв}} = \frac{K_{\text{max}} K_{\text{П}} K_{\text{Д}}}{1 + \mu}; \quad \tau_{\text{екв}} = \frac{\tau_{\phi}}{1 + \mu}.$$

Слід відзначити, що стала часу $\tau_{\text{екв}}$ залежить від амплітуди вхідного сигналу. При збільшенні $U_{\text{м вх}}$ стала часу зменшується, тобто збільшується швидкодія системи АРП. Амплітуда напруги керування у відповідності з (5.10) змінюється за експонентою

$$U_{\text{м вх}}(t) = \frac{K_{\text{max}} K_{\text{П}} K_{\text{Д}}}{1 + \mu} U_{\text{м вх}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{екв}}}} \right). \quad (5.11)$$

Амплітуда вихідної напруги

$$U_{\text{м вих}}(t) = (K_{\text{max}} - U_{\text{м вх}} \operatorname{tg} \varphi) U_{\text{м вх}} = \frac{K_{\text{max}}}{1 + \mu} U_{\text{м вх}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{екв}}}} \right). \quad (5.12)$$

Графіки перехідних процесів $U_{\text{м вх}}(t)$ та $U_{\text{м вих}}(t)$ наведені на рис.5.5, а, б. При розгляданні систем АРП вводять поняття динамічного коефіцієнта пе-



редачі регульованого підсилювача

$$K_{\text{дин}}(t) = \frac{U_{\text{м вих}}(t)}{U_{\text{м вх}}} = \frac{K_{\text{мах}}}{1 + \mu} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{екв}}}} \right),$$

який зменшується від максимального значення $K_{\text{мах}}$ в початковий момент до усталеного значення $K_{\text{уст}} = \frac{K_{\text{мах}}}{1 + K_{\text{п}} K_{\text{д}} U_{\text{м вх}} \text{tg} \varphi}$ при $t \rightarrow \infty$. Цей коефіцієнт тим менший, чим більше $U_{\text{м вх}}$.

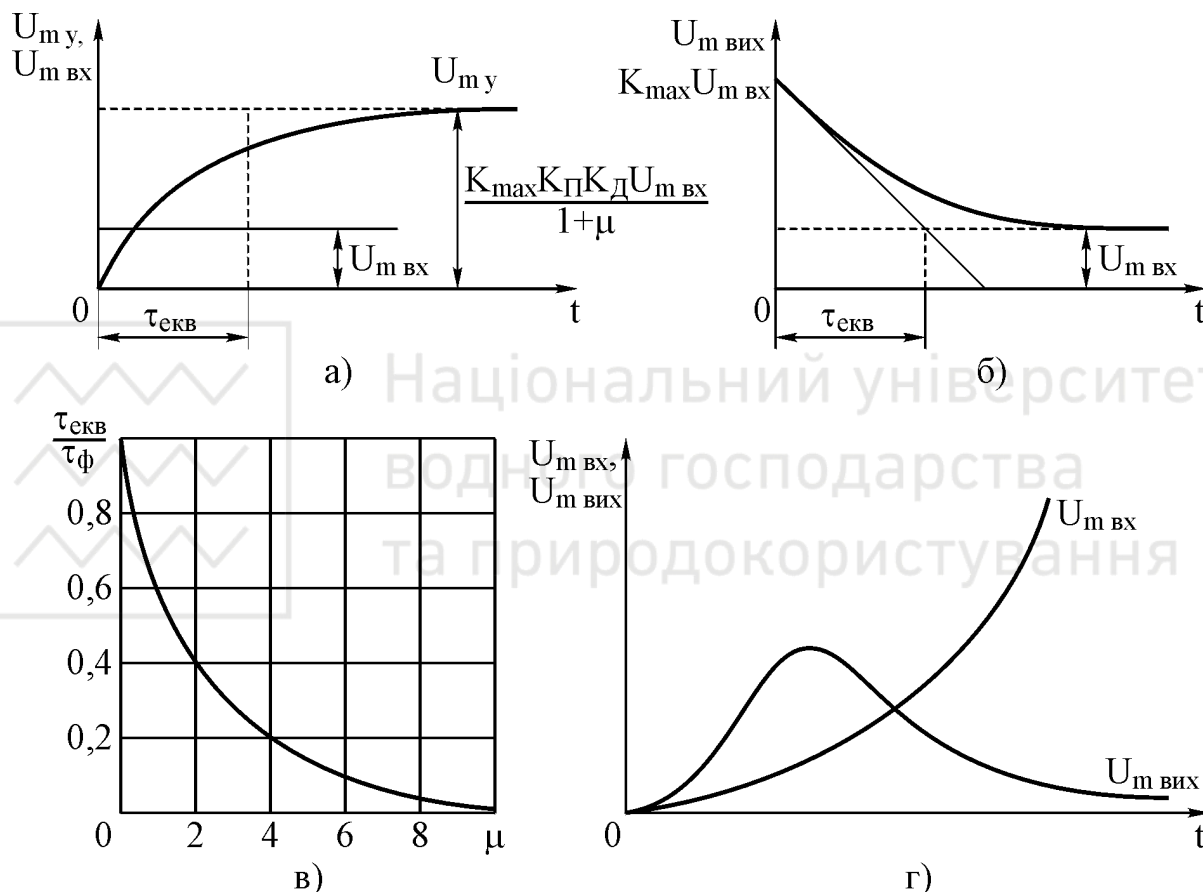


Рис.5.5. Графіки перехідних процесів в системі АРП: залежності $U_{\text{м у}}(t)$ при $U_{\text{м вх}}(t) = U_{\text{м вх}} 1(t)$ (а) та $U_{\text{м вих}}(t)$ при $U_{\text{м вх}}(t) = U_{\text{м вх}} 1(t)$ (б); залежність $\frac{\tau_{\text{екв}}}{\tau_{\text{ф}}} = f(\mu)$ (в); реакція системи АРП на лінійний сигнал (г)

Особливістю системи АРП є залежність сталої часу від амплітуди вхідної напруги $U_{\text{м вх}} = \frac{\mu}{K_{\text{п}} K_{\text{д}} \text{tg} \varphi}$ (рис.5.5, в). Не дивлячись на те, що рівняння (5.9) лінійне, принцип суперпозиції по відношенню до амплітуди вхідного сигналу $U_{\text{м вх}}$ не виконується, тобто система по відношенню до $U_{\text{вх}}(t)$ є нелінійною.

З співвідношення (5.12) при $t \rightarrow \infty$ можна отримати рівняння для ста-



тичної характеристики системи АРП при ідеалізованій (лінійній) характеристиці регулювання:

$$U_{\text{мвих}} = \frac{K_{\text{max}} U_{\text{мвх}}}{1 + K_{\text{П}} K_{\text{Д}} U_{\text{мвх}} \text{tg} \varphi}.$$

При розгляді реакції системи АРП на ступінчасту вхідну дію не враховувались перенавантаження останніх каскадів ППЧ. На час перенавантаження регулювальна дія системи АРП припиняється, а тривалість процесу усталення збільшується.

Збільшення швидкодії при збільшенні амплітуди вхідного сигналу проявляється при дії на систему АРП сигналу, що зростає. Якщо сигнал на вході збільшується за законом a^n (a та n – сталі), то сигнал на виході спочатку збільшується, а потім внаслідок випереджувального зростання швидкодії системи АРП стабілізується на деякому визначеному рівні (рис.5.5, г).

Важливе значення для роботи деяких систем РА (зокрема, систем з ко-нічним скануванням) має вплив додаткового фазового набігу оригінальної синусоїдальних коливань при проходженні підсилювача з АРП. Цей вплив також обумовлений залежністю швидкодії від вхідного сигналу. Визначимо основні співвідношення при проходженні амплітудно-модульованих коливань через підсилювач з АРП.

Будемо вважати, що характеристика регулювання лінійна (рис.5.4, б), фільтр описується передаточною функцією $K_{\text{ф}}(p) = \frac{1}{1 + p\tau_{\text{ф}}}$, а на вхід підси-

лювача з АРП потрапляє сигнал $U_{\text{вх}}(t)$ з несучою, модульованою за амплітудою з малим коефіцієнтом модуляції $m_{\text{вх}}$. Для несучих на вході та виході $U_{\text{мвх}} K_{\text{АРП}} = U_{\text{мвих}}$. Продиференціювавши це рівняння, отримаємо

$$\frac{dU_{\text{мвх}}}{dU_{\text{мвих}}} = \frac{K_{\text{АРП}} - U_{\text{мвих}} \frac{dK_{\text{АРП}}}{dU_{\text{мвих}}}}{K_{\text{АРП}}^2}.$$

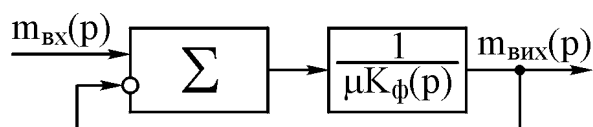
Враховуючи, що

$$\frac{dK_{\text{АРП}}}{dU_{\text{мвих}}} = \frac{dK_{\text{АРП}}}{dU_{\text{мy}}} \cdot \frac{dU_{\text{мy}}}{dU_{\text{мвих}}} = -\text{tg} \varphi \frac{dU_{\text{мy}}}{dU_{\text{мвих}}}$$

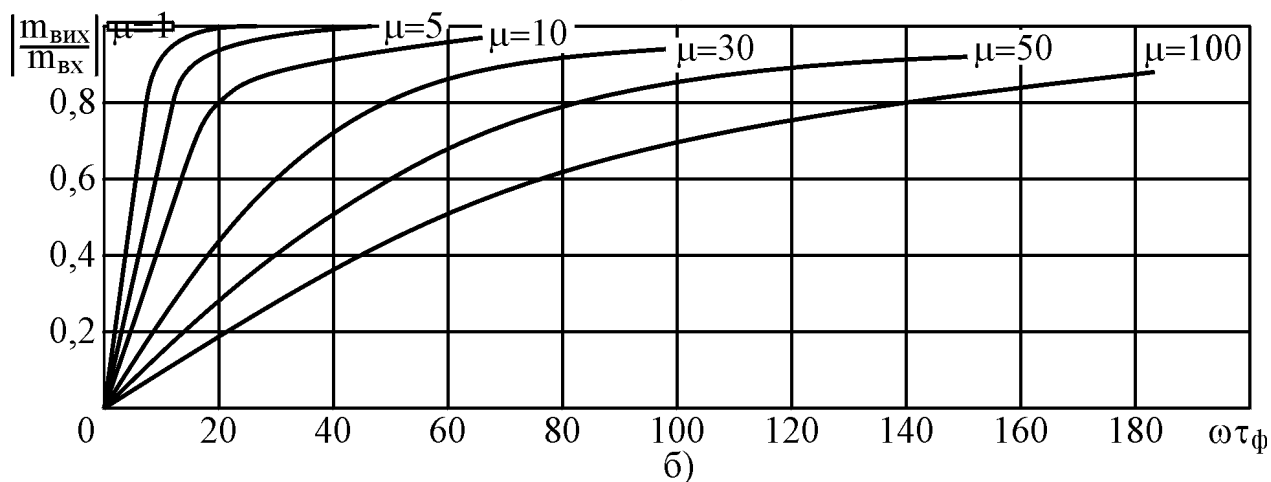
та вважаючи, що $U_{\text{мвх}}$ є величиною сталою, отримаємо

$$m_{\text{вих}}(p) = \frac{m_{\text{вх}}(p)}{1 + K_{\text{П}} K_{\text{Д}} U_{\text{мвх}} K(p) \text{tg} \varphi},$$

де $m_{\text{вх}}$ та $m_{\text{вих}}$ – коефіцієнти модуляції сигналу на вході та виході відповідно (рис.5.6).



а)



б)

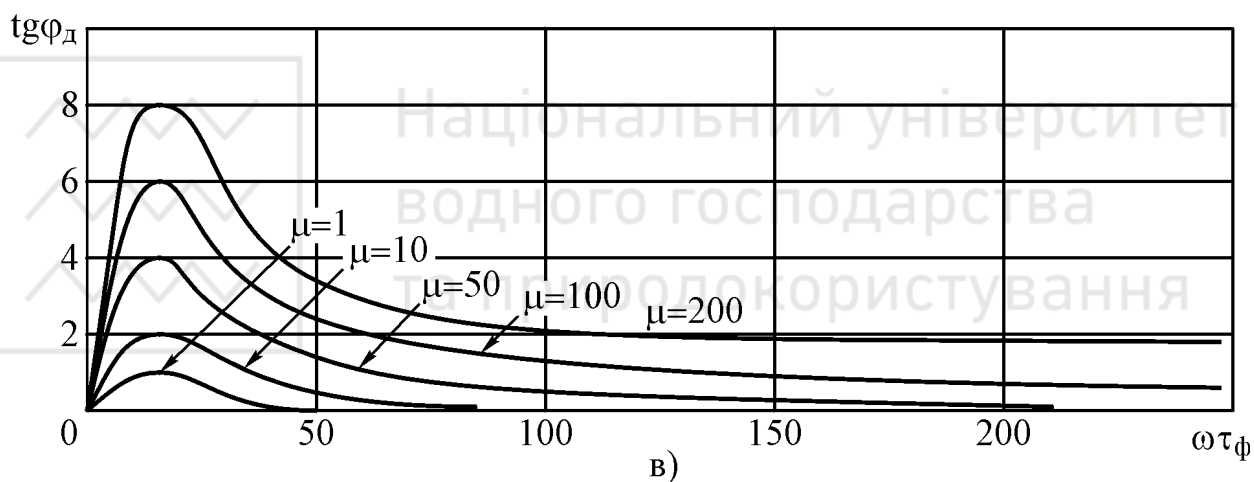


Рис.5.6. Еквівалентна схема системи АРП з фільтром (а), залежність модуля відношення коефіцієнтів модуляції (б) та тангенса додаткового фазового зсуву (в) від $\omega\tau_\phi$ при різних значеннях μ

Запишемо співвідношення для передаточної функції замкненої системи

$$K_{\text{зам}}(p) = \frac{K_{\text{роз}}(p)}{1 + K_{\text{роз}}(p)},$$

$$\text{де } K_{\text{роз}}(p) = \frac{1}{\mu K_\phi(p)}; \mu = K_\Pi K_D U_{\text{мвх}} \text{tg} \varphi.$$

Таким чином, для визначення коефіцієнтів модуляції використовується проста схема лінійної системи АРП, за допомогою якої можна визначити залежність модуля та фази оригінальної на виході від параметрів системи для будь-якого типу фільтра. Для найпростішого RC-фільтра з передаточною

функцією $K_\phi(p) = \frac{1}{1 + p\tau_\phi}$, де $\tau_\phi = RC$, отримаємо



$$K_{\text{зам}}(p) = \frac{K_{\text{роз}}(p)}{1 + K_{\text{роз}}(p)} = \frac{1 + p\tau_{\phi}}{1 + \mu + p\tau_{\phi}} = \frac{K_{\text{екв}}(1 + p\tau_{\phi})}{1 + p\tau_{\text{екв}}},$$

$$\text{де } K_{\text{екв}} = \frac{1}{1 + \mu}; \tau_{\text{екв}} = \frac{\tau_{\phi}}{1 + \mu}.$$

Таким чином, для коефіцієнтів модуляції слідкувальна система еквівалентна форсувальному динамічному колу з параметрами R , C та $\frac{R}{\mu}$. АЧХ та ФЧХ такої системи наведені на рис.5.6, б, в:

$$N_1 = \left| \frac{m_{\text{вих}}}{m_{\text{вх}}} \right| = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 \tau_{\phi}^2}{(1 + \mu)^2 + \omega^2 \tau_{\phi}^2}};$$

$$\varphi_{\text{д}} = \arctg \frac{\mu \omega \tau_{\phi}}{1 + \mu + \omega^2 \tau_{\phi}^2}.$$

Чим більше μ (тобто чим вищий рівень несучої), тим інтенсивніше заглушення модуляції, тому що при збільшенні μ збільшується швидкодія системи АРП та, відповідно, збільшується ступінь регулювання. Для того, щоб фазові зсуви оригінальної, обумовлені дією системи АРП, були малими, необхідно вибирати достатньо велику сталу часу фільтра. При фіксованій частоті оригінальної для виключення впливу АРП на оригінальну можна ввести в коло АРП режекторний фільтр, який виключає вплив напруги керування на частоті оригінальної та, відповідно, виключає зменшення коефіцієнта модуляції та появу додаткових фазових зсувів.

5.3. Системи частотного автопідстроювання частоти

Системи частотного автопідстроювання частоти (ЧАПЧ) призначені для стабілізації частоти напруги керованого генератора, стеження за частотою напруги сигналу, стабілізації проміжної частоти в радіоприймальних пристроях різного призначення, демодуляції частотно-модульованих коливань та ін.

5.3.1. Статичні системи частотного автопідстроювання частоти

Функціональна схема системи ЧАПЧ, яка використовується в радіоприймальних пристроях, наведена на рис.5.7, а. На один з входів змішувача (ЗМ) потрапляє вхідний сигнал – напруга $U_1(t)$ з частотою ω_c . На другий вхід ЗМ подається напруга $U_{\text{кг}}(t)$ керованого генератора (гетеродина) (КГ) з частотою $\omega_{\text{г}}$. На виході ЗМ утворюється напруга $U_{\text{пр}}(t)$ проміжної частоти $\omega_{\text{пр}} = \omega_c - \omega_{\text{г}}$, яка через підсилювач проміжної частоти (ППЧ) подається на



Вхід частотного дискримінатора (ЧД). Частота настроювання ЧД дорівнює номінальній проміжній частоті $\omega_{\text{пр.0}}$. На виході ЧД виробляється напруга $U_{\text{ЧД}}(t)$, яка пропорційна відхиленню $\Delta\omega_{\text{пр}}(t)$ проміжної частоти від її номінального значення, тобто $U_{\text{ЧД}}(t) = K_{\text{ЧД}}\Delta\omega_{\text{пр}}(t)$, де $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{\text{пр}}(t) - \omega_{\text{пр.0}}(t)$; $K_{\text{ЧД}}$ – коефіцієнт перетворення ЧД. Знак напруги $U_{\text{ЧД}}(t)$ відповідає значенню відхилення $\Delta\omega_{\text{пр}}(t)$. Напруга $U_{\text{ЧД}}(t)$ підсилюється підсилювачем (П) та подається на вхід КГ, під дією якої змінюється частота $\omega_{\text{г}}$ його напруги $U_{\text{КГ}}(t)$ таким чином, що зменшується $\Delta\omega_{\text{пр}}$.

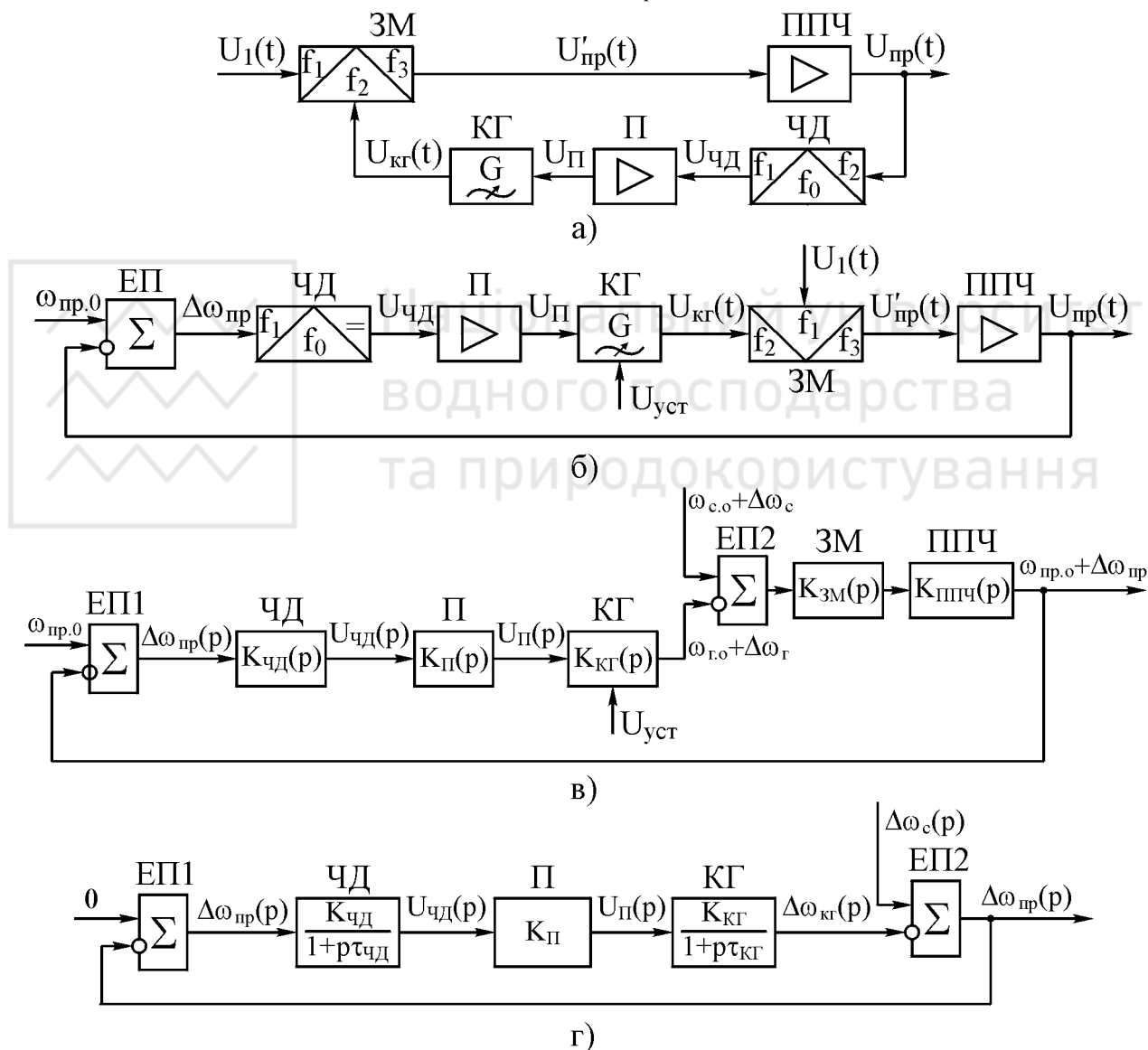


Рис.5.7. Схеми статичної системи ЧАПЧ: а, б – функціональні;
в, г – структурні

Таку систему ЧАПЧ можна розглядати як слідкувальну систему, яка забезпечує зміну частоти керованого генератора $\omega_{\text{г}}$ у відповідності зі змінами частоти вхідного сигналу $\omega_{\text{с}}$, а також як систему стабілізації проміжної час-



тоти на рівні $\omega_{\text{пр.0}}$. В останньому випадку задавальною величиною є частота $\omega_{\text{пр.0}}$ настроювання ЧД, керованою величиною – проміжна частота $\omega_{\text{пр}}$, а збуджувальною дією, яка викликає відхилення $\Delta\omega_{\text{пр}}$ проміжної частоти $\omega_{\text{пр}}$ від $\omega_{\text{пр.0}}$ – зміна частоти ω_c вхідного сигналу $U_1(t)$. Функціональна схема системи ЧАПЧ для цього випадку наведена на рис.5.7, б. Частотний дискримінатор є послідовним з'єднанням елемента порівняння (ЕП), який виконує операцію віднімання $\Delta\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{пр.0}} - \omega_{\text{пр}}$, та елемента перетворення ЧД, який відхилення проміжної частоти перетворює в напругу $U_{\text{чд}}$.

При настроюванні керованого генератора (наприклад, за допомогою напруги устанавлення $U_{\text{уст}}$) встановлюють частоту $\omega_r = \omega_{r.0}$ (при $U_{\text{уст}} = 0$), яка визначається за умови $\omega_{\text{пр.0}} = \omega_{c.0} - \omega_{r.0}$, де $\omega_{c.0}$ – середня частота діапазону $\omega_c(t)$ вхідного сигналу. Якщо $\omega_c = \omega_{c.0}$, то проміжна частота напруги на виході ЗМ точно дорівнює частоті настроювання ЧД, тому на виході ЕП $\Delta\omega_{\text{пр}} = 0$ та $U_{\text{чд}} = 0$, тобто система знаходиться у стані рівноваги. При відхиленні ω_c від $\omega_{c.0}$, тобто при $\omega_c = \omega_{c.0} + \Delta\omega_c$, відбувається зміна проміжної частоти на $\Delta\omega_c$, тому що $\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{пр.0}} + \Delta\omega_c$. На виході ЕП виникає відхилення частоти $\Delta\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{пр.0}} - (\omega_{\text{пр.0}} + \Delta\omega_c) = -\Delta\omega_c$, тобто в момент зміни частоти сигналу ω_c похибка системи $\Delta\omega_{\text{пр}} = -\Delta\omega_c$. За допомогою ЧД_П $\Delta\omega_{\text{пр}}$ перетворюється в напругу $U_{\text{чд}}$, яка підсилюється підсилювачем П та у вигляді напруги керування $U_{\text{п}}$ потрапляє на вхід КГ. Під впливом $U_{\text{п}}$ частота напруги КГ змінюється на величину $\Delta\omega_r$, тобто $\omega_r = \omega_{r.0} + \Delta\omega_r$. Завдяки цьому проміжна частота $\omega_{\text{пр}}$ на виході змішувача також змінюється, наближаючись до $\omega_{\text{пр.0}}$, тобто $\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{c.0} + \Delta\omega_c(t) - [\omega_{r.0} + \Delta\omega_r(t)] = \omega_{\text{пр.0}} + [\Delta\omega_c(t) - \Delta\omega_r(t)]$.

Таким чином, якщо до моменту дії напруги $U_{\text{п}}$ на КГ $\Delta\omega_{\text{пр}} = \Delta\omega_c$, то при дії напруги керування $\Delta\omega_{\text{пр}} = \Delta\omega_c - \Delta\omega_r$, тобто відхилення зменшується на величину $\Delta\omega_r$. Оскільки в розглянутій системі з принципом керування за відхиленням сигнал керування $U_{\text{п}}$ формується з похибки системи $\Delta\omega_{\text{пр}}$, то повністю виключити похибку неможливо.

Функціональній схемі ЧАПЧ (рис.5.7, б) відповідає структурна схема рис.5.7, в, де $K_{\text{чд}}(p) = \frac{U_{\text{чд}}(p)}{\Delta\omega_{\text{пр}}(p)} = \frac{K_{\text{чд}}}{1 + p\tau_{\text{чд}}}$ – передаточна функція ЧД; $K_{\text{п}}(p) = K_{\text{п}}$ – передаточна функція підсилювача постійного струму;



$$K_{\text{КГ}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{Г}}(p)}{U_{\text{П}}(p)} = \frac{K_{\text{КГ}}}{1 + p\tau_{\text{КГ}}} - \text{передаточна функція керованого генератора (ге-}$$

теродина). Змішувач являє собою послідовне з'єднання елемента порівняння та кола з передаточною функцією $K_{\text{ЗМ}}(p)$. Інерційна фільтрувальна частина змішувача та ППЧ не впливають на частоту $\omega_{\text{пр}}$, тому $K_{\text{ЗМ}}(p)=1$ та $K_{\text{ППЧ}}(p)=1$.

Оскільки $\omega_{\text{пр},0} + \Delta\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{с},0} + \Delta\omega_{\text{с}} - [\omega_{\text{Г},0} + \Delta\omega_{\text{Г}}]$, то при $\omega_{\text{пр},0} = \omega_{\text{с},0} - \omega_{\text{Г},0}$ можна користуватися рівнянням у відхиленнях

$$\Delta\omega_{\text{пр}} = \Delta\omega_{\text{с}} - \Delta\omega_{\text{Г}} \quad (5.13)$$

та структурною схемою системи рис.5.7, г. Згідно з цією схемою

$$\Delta\omega_{\text{Г}}(p) = \frac{K_{\text{роз}}}{(1 + p\tau_{\text{чД}})(1 + p\tau_{\text{КГ}})} \Delta\omega_{\text{пр}}(p), \quad (5.14)$$

де $K_{\text{роз}} = K_{\text{чД}}K_{\text{П}}K_{\text{КГ}}$ – коефіцієнт передачі системи в розімкненому стані.

Підставивши з співвідношення (5.13) значення $\Delta\omega_{\text{Г}}(p)$ в формулу (5.14), отримаємо:

$$\left\{ 1 + \frac{K_{\text{роз}}}{(1 + p\tau_{\text{чД}})(1 + p\tau_{\text{КГ}})} \right\} \Delta\omega_{\text{пр}}(p) = \Delta\omega_{\text{с}}(p),$$

звідки

$$\Delta\omega_{\text{пр}}(p) = \frac{(1 + p\tau_{\text{чД}})(1 + p\tau_{\text{КГ}})p^{v=0}}{(1 + p\tau_{\text{чД}})(1 + p\tau_{\text{КГ}}) + K_{\text{роз}}} \Delta\omega_{\text{с}}(p),$$

де v – порядок астатизму системи.

З останнього співвідношення передаточна функція системи для похибки

$$K_{\text{Е}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{пр}}(p)}{\Delta\omega_{\text{с}}(p)} = \frac{(1 + p\tau_{\text{чД}})(1 + p\tau_{\text{КГ}})p^{v=0}}{(1 + p\tau_{\text{чД}})(1 + p\tau_{\text{КГ}}) + K_{\text{роз}}},$$

тобто розглянута система ЧАПЧ є статичною і в ній виникає стала похибка при ступінчатій зміні частоти сигналу $\Delta\omega_{\text{с}} = \omega_0$ та похибка, що збільшується з часом, при зміні частоти сигналу за лінійним $\Delta\omega_{\text{с}}(t) = \omega_0 + \alpha_{1,c}t$ та більш складними законами.

Дійсно, у відповідності з співвідношенням

$$\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p K_{\text{Е}}(p) \Delta\omega_{\text{с}}(p), \quad (5.15)$$

знаходимо усталені похибки:

$$- \text{при } \Delta\omega_{\text{с}}(t) = \omega_0 \text{ та } \Delta\omega_{\text{с}}(p) = \frac{\omega_0}{p}$$



$$\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{1 + K_{\text{роз}}} \frac{\omega_0}{p} = \frac{\omega_0}{1 + K_{\text{роз}}}; \quad (5.16)$$

$$\text{– при } \Delta\omega_c(t) = \omega_0 + \alpha_{1,c}t \text{ та } \Delta\omega_c(p) = \frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1,c}}{p^2}$$

$$\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{1}{1 + K_{\text{роз}}} \left(\frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1,c}}{p^2} \right) = \infty.$$

З співвідношення (5.16) видно, що чим більше відхилення частоти сигналу $\Delta\omega_c = \omega_0$ від $\omega_{c,0}$, тим більше в усталеному режимі відхилення проміжної частоти від номінальної $\omega_{\text{пр},0}$. Для зменшення цього відхилення слід збільшувати коефіцієнт підсилення системи в розімкненому стані $K_{\text{роз}}$. Однак при цьому зменшуються запаси стійкості системи та погіршуються показники якості перехідного процесу, тому доводиться приймати компромісне рішення. Повністю виключити похибку $\Delta\omega_{\text{пр.уст}}$ при ступінчатій зміні частоти сигналу можна, якщо підвищити порядок астатизму з нульового порядку до першого.

5.3.2. Астатичні системи частотного автопідстроювання частоти

Підвищити порядок астатизму системи ЧАПЧ з нульового до першого можна при введенні інтегрувального пристрою, наприклад, електродвигуна М (рис.5.8, а) або електронного інтегратора І (рис.5.8, б) до замкненого контуру системи, наведеної на рис.5.7, б.

Якщо КГ за допомогою напруги $U_{\text{уст}}$ настроюваний на частоту $\omega_{r,0}$, то при частоті сигналу $\omega_c = \omega_0$ проміжна частота на виході ЗМ $\omega_{\text{пр}} = \omega_{c,0} - \omega_{r,0} = \omega_{\text{пр},0}$, тобто точно дорівнює частоті настроювання ЧД, і тому $\Delta\omega_{\text{пр}} = 0$ та $U_{\text{чд}} = 0$. При цьому електродвигун М не обертається, а вся система (рис.5.8, а) знаходиться у стані рівноваги. При ступінчатій зміні частоти сигналу на $\Delta\omega_c$ на таку саму величину змінюється проміжна частота $\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{c,0} + \Delta\omega_c(t) - \omega_{r,0} = \omega_{\text{пр},0} + \Delta\omega_c(t)$, що викликає на виході ЕП похибку $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = -\Delta\omega_c(t)$. За допомогою ЧД похибка $\Delta\omega_{\text{пр}}(t)$ перетворюється в напругу $U_{\text{чд}}(t)$, яка підсилюється підсилювачем П та, потрапляючи на електродвигун, призводить до його обертання. Кут повороту ротора електродвигуна, який дорівнює інтегралу від $U_y(t)$, через редуктор Ред передається на ротор змінного конденсатора або котушки індуктивності коливального контуру КГ, викликаючи відхилення $\Delta\omega_r(t)$ частоти $\omega_r(t)$ від $\omega_{r,0}$ та змінюючи його таким чином, що проміжна частота на виході ЗМ



$\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{\text{с.0}} + \Delta\omega_{\text{с}}(t) - [\omega_{\text{р.0}} + \Delta\omega_{\text{р}}(t)] = \omega_{\text{пр.0}} + \Delta\omega_{\text{с}}(t) - \Delta\omega_{\text{р}}(t)$ прямує до $\omega_{\text{пр.0}}$. Як тільки приріст частоти керованого генератора буде дорівнювати приросту частоти сигналу, тобто $\Delta\omega_{\text{р}}(t) = \Delta\omega_{\text{с}}(t)$, відхилення проміжної частоти буде визначатися як $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{\text{пр.0}} - \omega_{\text{пр.0}} - \Delta\omega_{\text{с}}(t) + \Delta\omega_{\text{р}}(t) = 0$, напруга $U_{\text{чд}}(t) = 0$, а електродвигун М зупиниться. Таким чином, завдяки включенню електродвигуна похибка $\Delta\omega_{\text{пр}}(t)$ при ступінчатій зміні частоти сигналу зменшується до нуля.

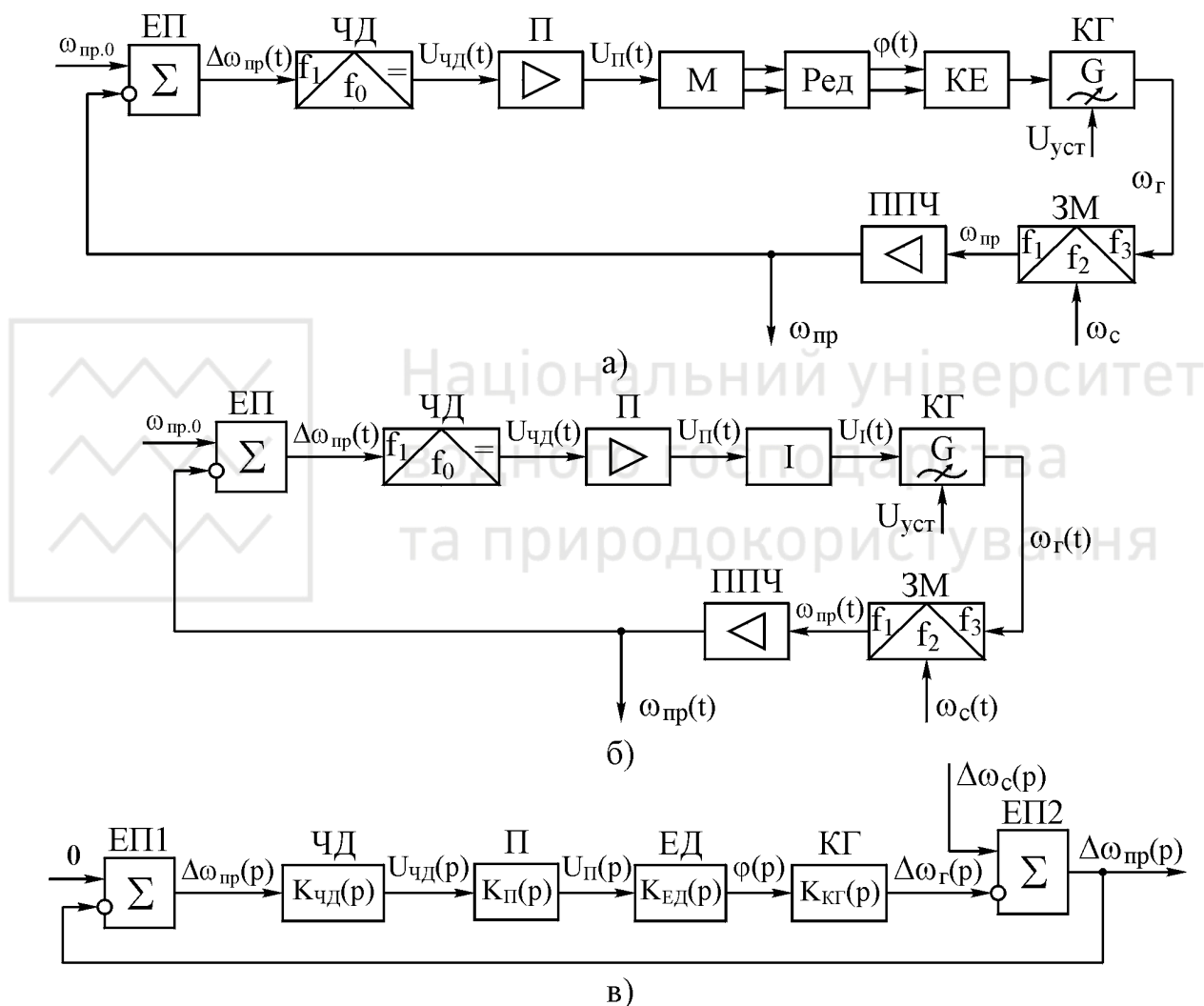


Рис.5.8. Схеми астатичної системи ЧАПЧ: а, в – з електродвигуном;
б – з електронним інтегратором

При зміні частоти сигналу за лінійним законом $\Delta\omega_{\text{с}}(t) = \alpha_{1,\text{с}} t$ виникає стала похибка за швидкістю. В початковий момент часу проміжна частота на виході змішувача змінюється з такою самою швидкістю, тобто $\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{\text{с.0}} + \alpha_{1,\text{с}} t - \omega_{\text{р.0}} = \omega_{\text{пр.0}} + \alpha_{1,\text{с}} t$. Це призводить до збільшення похибки системи $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{\text{пр.0}} - (\omega_{\text{пр.0}} + \alpha_{1,\text{с}} t) = -\alpha_{1,\text{с}} t$, збільшення напруги $U_{\text{чд}}(t)$, швидкості обертання ротора електродвигуна та швидкості $\alpha_{1,\text{р}}$ зміни



частоти генератора $\Delta\omega_r(t) = \alpha_{1,r} t$. Похибка $\Delta\omega_{пр}(t)$ збільшується доти, поки швидкість зміни частоти генератора не буде дорівнювати швидкості зміни частоти сигналу.

Функціональній схемі системи ЧАПЧ на рис.5.8, а відповідає структурна схема на рис.5.8, в. На схемі позначені передаточні функції:

$$K_{чД}(p) = \frac{U_{чД}(p)}{\Delta\omega_{пр}(p)} = \frac{K_{чД}}{1 + p\tau_{чД}} - \text{частотного дискримінатора (ЧД)}; K_{п}(p) = K_{п} -$$

підсилювача (П); $K_{ЕД}(p) = \frac{K_{ЕД}}{p(1 + p\tau_{ЕД})} = \frac{\varphi(p)}{U_{п}(p)}$ – електродвигуна М з редуктором (вихідною величиною є кут повороту $\varphi(t)$ вала редуктора);

$$K_{кГ}(p) = \frac{\Delta\omega_r(p)}{\varphi(p)} = \frac{K_{кГ}}{1 + p\tau_{кГ}} - \text{керованого генератора.}$$

Рівняння системи запишемо у вигляді:

$$\Delta\omega_{пр}(p) = \Delta\omega_c(p) - \Delta\omega_r(p); \quad (5.17)$$

$$\Delta\omega_r(p) = \frac{K_{чД}K_{п}K_{ЕД}K_{кГ}\Delta\omega_{пр}(p)}{p(1 + p\tau_{чД})(1 + p\tau_{ЕД})(1 + p\tau_{кГ})} = \frac{K_{рез}\Delta\omega_{пр}(p)}{p(1 + p\tau_{чД})(1 + p\tau_{ЕД})(1 + p\tau_{кГ})}. \quad (5.18)$$

Підставивши значення $\Delta\omega_{пр}(p)$ з рівняння (5.17) в співвідношення (5.18), отримаємо рівняння системи ЧАПЧ для похибки

$$\Delta\omega_{пр}(p) = \frac{p(1 + p\tau_{чД})(1 + p\tau_{ЕД})(1 + p\tau_{кГ})}{p(1 + p\tau_{чД})(1 + p\tau_{ЕД})(1 + p\tau_{кГ}) + K_{рез}} \Delta\omega_c(p), \quad (5.19)$$

звідки передаточна функція системи за похибкою

$$K_E(p) = \frac{\Delta\omega_{пр}(p)}{\Delta\omega_c(p)} = \frac{(1 + p\tau_{чД})(1 + p\tau_{ЕД})(1 + p\tau_{кГ})p^{v=1}}{p(1 + p\tau_{чД})(1 + p\tau_{ЕД})(1 + p\tau_{кГ}) + K_{рез}} = K_{Е0}(p) \cdot p^{v=1}, \quad (5.20)$$

тобто система є астатичною з астатизмом першого порядку ($v = 1$).

Усталена похибка системи:

$$- \text{при ступінчатій зміні частоти сигналу } \Delta\omega_c(t) = \omega_0 1(t); \Delta\omega_c(p) = \frac{\omega_0}{p}$$

$$\Delta\omega_{пр.уст}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p^2 K_{Е0}(p) \frac{\omega_0}{p} = 0; \quad (5.21)$$

$$- \text{при лінійній зміні частоти сигналу } \Delta\omega_c(t) = \omega_0 + \alpha_{1,c} t;$$

$$\Delta\omega_c(p) = \frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1,c}}{p^2};$$

$$\Delta\omega_{пр.уст}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p^2 K_{Е0}(p) \left[\frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1,c}}{p^2} \right] = K_{Е0}(0) \alpha_{1,c} = \frac{\alpha_{1,c}}{K_{рез}}. \quad (5.22)$$



Таким чином, відхилення проміжної частоти від номінальної (частоти настроювання ЧД) $\omega_{пр.0}$ в усталеному режимі в системі ЧАПЧ з астатизмом першого порядку при ступінчатій зміні частоти сигналу дорівнює нулю, а при лінійній зміні – сталій величині, прямо пропорційній швидкості зміни частоти сигналу та обернено пропорційній коефіцієнту підсилення розімкненої системи.

Структурна схема, яка відповідає функціональній схемі системи ЧАПЧ з електронним інтегратором (див. рис.5.8, б), збігається з схемою рис.5.8, в при заміні кола з передаточною функцією $K_{ЕД}(p)$ на коло з передаточною

функцією $K_I(p) = \frac{U_I(p)}{U_{II}(p)} = \frac{K_I}{p}$. В цьому випадку передаточна функція системи за похибкою

$$K_E(p) = \frac{\Delta\omega_{пр}(p)}{\Delta\omega_c(p)} = \frac{(1 + p\tau_{чД})(1 + p\tau_{кГ})p^{v-1}}{p(1 + p\tau_{чД})(1 + p\tau_{кГ}) + K_{чД}K_{II}K_IK_{кГ}}. \quad (5.23)$$

Таким чином, завдяки включенню електронного інтегратора, як і електродвигуна, система стає астатичною. Тому що в розглянутій системі $\tau_{кГ} \ll \tau_{ЕД}$, $\tau_{чД} \ll \tau_{ЕД}$, то вона менш інерційна, ніж система з електродвигуном, і тому може реагувати на більш швидкі зміни частоти сигналу.

5.3.3. Комбіновані системи частотного автопідстроювання частоти

Статична та астатична системи ЧАПЧ з керуванням за відхиленням стабілізують проміжну частоту на рівні її номінального значення $\omega_{пр.0}$. Збуджувальною дією, яка призводить до відхилення проміжної частоти $\Delta\omega_{пр}(t) = \omega_{пр.0} - \omega_{пр}(t)$, в системах ЧАПЧ є відхилення частоти сигналу $\omega_c(t)$ від середньої частоти $\omega_{с.0}$. Розглянемо підвищення точності стабілізації проміжної частоти (зменшення $\Delta\omega_{пр}(t)$) шляхом введення розімкнених компенсаційних зв'язків за збуджувальною дією $\Delta\omega_c(t)$, тобто комбіновані системи ЧАПЧ.

Комбінована система ЧАПЧ з астатизмом першого порядку. Система ЧАПЧ з керуванням за відхиленням (рис.5.7) є статичною, тому в ній згідно з співвідношенням (5.16) виникає помилка в усталеному режимі при ступінчатій зміні частоти сигналу $\Delta\omega_c(t) = \omega_0$; $\Delta\omega_{пр.уст}(t) = \frac{\omega_0}{1 + K_{роз}}$.

При зміні $\Delta\omega_c(t)$ за лінійним та більш складним законом похибка системи $\Delta\omega_{пр}(t)$ збільшується з часом.

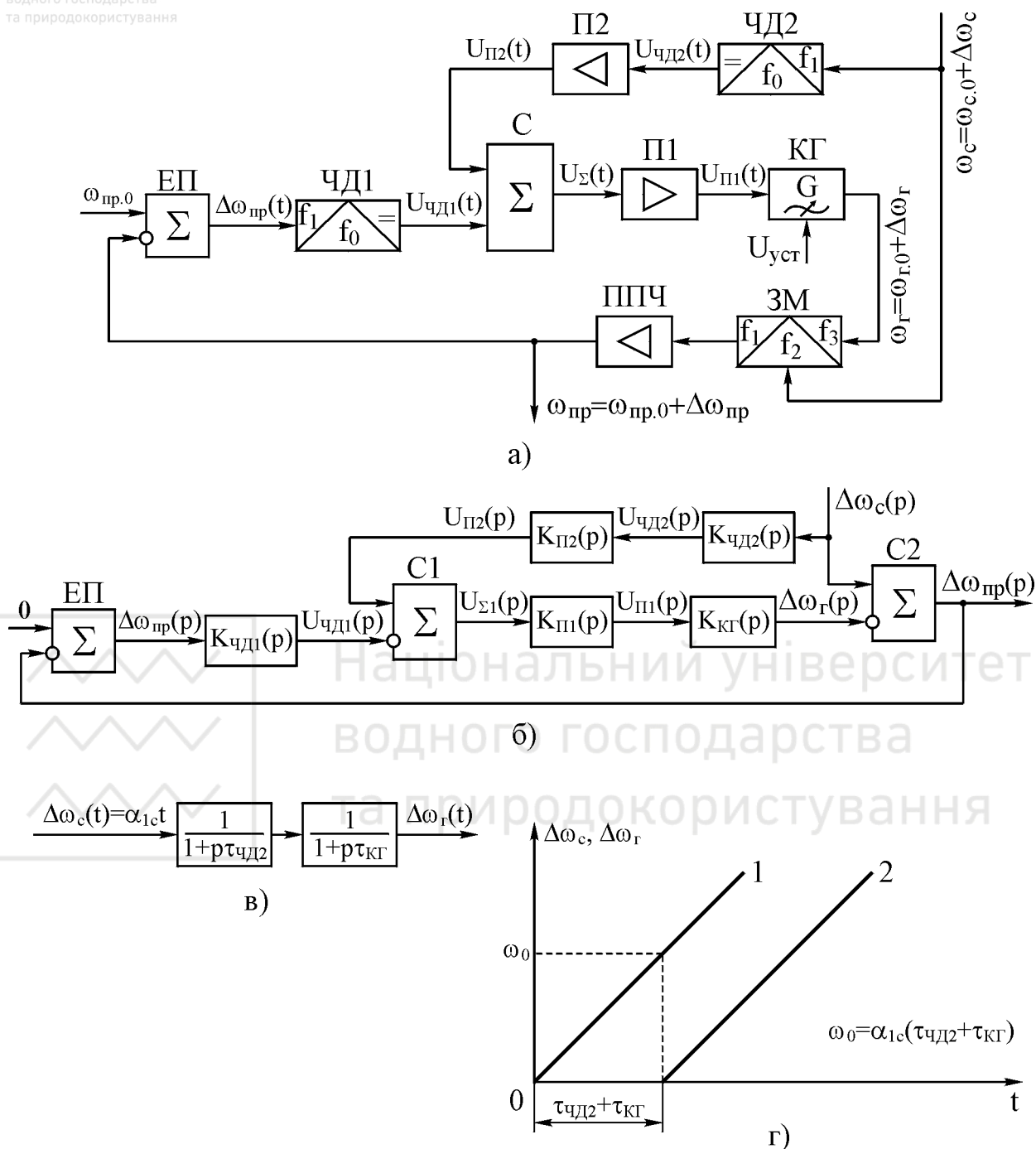


Рис.5.9. Функціональна (а) та структурна (б) схеми комбінованої системи ЧАПЧ з астатизмом першого порядку; схема компенсаційного каналу (в); графіки зміни частоти на вході 1 та на виході 2 компенсаційного каналу (г)

Можна виключити похибку $\Delta\omega_{пр.уст}(t)$ при ступінчатій зміні $\Delta\omega_c(t)$ та обмежити її при лінійній зміні $\Delta\omega_c(t)$, зробити систему астатичною за допомогою зв'язків за збуджувальною дією $\Delta\omega_c(t)$, тобто побудувати комбіновану систему ЧАПЧ (рис.5.9, а). В такій схемі, як і в схемі, наведеній на рис.5.7, б, частотний дискримінатор ЧД1, настроєний на номінальну проміжну частоту $\omega_{пр,0}$, представлений у вигляді з'єднання елемента порівняння ЕП, який



виконує операцію $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{\text{пр},0} - \omega_{\text{пр}}(t)$, та перетворювача відхилення $\Delta\omega_{\text{пр}}(t)$ в напругу $U_{\text{ЧД1}}(t)$. Оскільки при $\omega_c(t) = \omega_{c,0}$ проміжна частота $\omega_{\text{пр}}(t) = \omega_{c,0} - \omega_{r,0} = \omega_{\text{пр},0}$, тобто дорівнює номінальній і $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = 0$, то збуджувальною дією є відхилення $\Delta\omega_c(t)$ частоти сигналу $\omega_c(t)$ від $\omega_{c,0}$.

Комбінований зв'язок за збуджувальною дією $\Delta\omega_c(t)$ в системі реалізований за допомогою частотного дискримінатора ЧД2 та підсилювача П2. Тому що необхідно виміряти збуджувальну дію (відхилення $\Delta\omega_c(t)$ частоти сигналу), то ЧД2 настроєний на частоту $\omega_{c,0}$. Напруга на виході ЧД2 при малих змінах $\omega_c(t)$ в усталеному режимі пропорційна $\Delta\omega_c(t)$, тобто $U_{\text{ЧД2}}(t) = K_{\text{ЧД2}}\Delta\omega_c(t)$. Для перетворення статичної системи в астатичну з астатизмом першого порядку достатньо за допомогою зв'язку за збудженням подати в систему сигнал, пропорційний цьому збудженню. Таким сигналом є напруга $U_{\text{ЧД2}}(t)$. Для її підсилення використовується підсилювач П2.

Напруга $U_{\Sigma}(t)$ на виході суматора С складається з напруги сигналу похибки $U_{\text{ЧД1}}(t)$ замкненої частини системи та напруги сигналу похибки $U_{\text{П2}}(t)$. До введення зв'язку за збудженням при ступінчатій зміні частоти сигналу $\Delta\omega_c(t) = \omega_0$ виникла похибка $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = \frac{\omega_0}{1 + K_{\text{рез}}}$, з якої формувалася напруга $U_{\text{П1}}(t)$ на вході КГ. При включенні цього зв'язку напруга $U_{\text{П1}}(t)$ формується з суми напруг, тобто $U_{\Sigma}(t) = U_{\text{ЧД1}}(t) + U_{\text{П2}}(t)$. При збільшенні $U_{\text{П2}}(t)$ (за рахунок коефіцієнта підсилення підсилювача П2) напруга похибки $U_{\text{ЧД1}}(t)$ зменшується та при деякому значенні $U_{\text{П2}}(t)$ необхідний приріст $\Delta\omega_r(t)$ частоти напруги КГ, який дорівнює $\Delta\omega_r(t) = \Delta\omega_c(t)$, досягається тільки за рахунок напруги $U_{\text{П2}}(t)$. Похибка системи при цьому $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = 0$. При подальшому збільшенні $U_{\text{П2}}(t)$ приріст $\Delta\omega_r(t)$ намагається перевищити значення $\Delta\omega_c(t)$, тому виникає похибка іншого знаку, а напруга $U_{\text{ЧД1}}(t)$ віднімається від $U_{\text{П2}}(t)$ та $\Delta\omega_r(t)$ прямує до значення $\Delta\omega_c(t)$. Таким чином, коефіцієнт підсилення П2 слід вибирати таким, при якому похибка $\Delta\omega_{\text{пр}}(t) = 0$.

Структурна схема комбінованої системи ЧАПЧ при використанні рівнянь у відхиленнях наведена на рис.5.9, б, для якої

$$\Delta\omega_{\text{пр}}(p) = \Delta\omega_c(p) - \Delta\omega_r(p);$$

$$\Delta\omega_r(p) = K_{\text{ЧД1}}(p)K_{\text{П1}}(p)K_{\text{КГ}}(p)\Delta\omega_{\text{пр}}(p) + K_{\text{ЧД2}}(p)K_{\text{П2}}(p)K_{\text{П1}}(p)K_{\text{КГ}}(p)\Delta\omega_c(p).$$

Виключивши з системи рівнянь $\Delta\omega_r(p)$, отримаємо



$$\{1 + K_{\text{чд1}}(p)K_{\text{п1}}(p)K_{\text{кг}}(p)\}\Delta\omega_{\text{пр}}(p) = \{1 - K_{\text{чд2}}(p)K_{\text{п2}}(p)K_{\text{п1}}(p)K_{\text{кг}}(p)\}\Delta\omega_{\text{с}}(p),$$

звідки передаточна функція системи для похибки

$$K_{\text{ЕК}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{пр}}(p)}{\Delta\omega_{\text{с}}(p)} = \frac{1 - K_{\text{чд2}}(p)K_{\text{п2}}(p)K_{\text{п1}}(p)K_{\text{кг}}(p)}{1 + K_{\text{чд1}}(p)K_{\text{п1}}(p)K_{\text{кг}}(p)}. \quad (5.24)$$

Підставивши в співвідношення (5.24) значення $K_{\text{чд1}}(p) = \frac{K_{\text{чд1}}}{1 + p\tau_{\text{чд1}}}$;

$$K_{\text{чд2}}(p) = \frac{K_{\text{чд2}}}{1 + p\tau_{\text{чд2}}}; \quad K_{\text{п1}}(p) = K_{\text{п1}}; \quad K_{\text{п2}}(p) = K_{\text{п2}} \quad \text{та} \quad K_{\text{кг}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{г}}(p)}{U_{\text{п1}}(p)} =$$

$$= \frac{K_{\text{кг}}}{1 + p\tau_{\text{кг}}}, \text{ отримаємо}$$

$$K_{\text{ЕК}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{пр}}(p)}{\Delta\omega_{\text{с}}(p)} = \frac{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0}{b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0}, \quad (5.25)$$

де $a_3 = \tau_{\text{чд1}}\tau_{\text{чд2}}\tau_{\text{кг}}; \quad a_2 = (\tau_{\text{чд2}} + \tau_{\text{кг}})\tau_{\text{чд1}} + \tau_{\text{чд2}}\tau_{\text{кг}}; \quad a_1 = \tau_{\text{чд2}} + \tau_{\text{кг}} + (1 - K_{\text{чд2}}K_{\text{п1}}K_{\text{п2}}K_{\text{кг}}) \cdot \tau_{\text{чд1}}; \quad a_0 = 1 - K_{\text{чд2}}K_{\text{п1}}K_{\text{п2}}K_{\text{кг}}; \quad b_3 = a_3 = \tau_{\text{чд1}}\tau_{\text{чд2}}\tau_{\text{кг}}; \quad b_2 = a_2 = (\tau_{\text{чд2}} + \tau_{\text{кг}})\tau_{\text{чд1}} + \tau_{\text{чд2}}\tau_{\text{кг}}; \quad b_1 = \tau_{\text{чд1}} + \tau_{\text{кг}} + (1 + K_{\text{чд1}}K_{\text{п1}}K_{\text{кг}}) \cdot \tau_{\text{чд2}}; \quad b_0 = 1 + K_{\text{чд1}}K_{\text{п1}}K_{\text{кг}} = 1 + K_{\text{роз}}; \quad K_{\text{роз}} = K_{\text{чд1}}K_{\text{п1}}K_{\text{кг}} - \text{коефіцієнт підсилення замкнутого контуру системи в розімкненому стані.}$

З співвідношення (5.25) видно, що в загальному випадку комбінована система ЧАПЧ також є статичною. Однак за рахунок вибору параметрів зв'язку за збудженням можна підвищити порядок астатизму:

$$a_0 = 1 - K_{\text{чд2}}K_{\text{п1}}K_{\text{п2}}K_{\text{кг}} = 0. \quad \text{При} \quad K_{\text{п2}} = \frac{1}{K_{\text{чд2}}K_{\text{п1}}K_{\text{кг}}} \quad \text{коефіцієнт} \quad a_0 = 0. \quad \text{То-}$$

ді передаточна функція комбінованої системи ЧАПЧ для похибки

$$K_{\text{ЕК}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{пр}}(p)}{\Delta\omega_{\text{с}}(p)} = \frac{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p}{b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0} = pK_{\text{ЕК0}}(p), \quad (5.26)$$

$$\text{де} \quad K_{\text{ЕК0}}(p) = \frac{a_3p^2 + a_2p + a_1}{b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0}, \quad \text{тобто система стає астатичною з астатиз-}$$

мом першого порядку.

Запишемо усталенні похибки системи:

$$- \text{при ступінчатій зміні частоти сигналу} \quad \Delta\omega_{\text{с}}(t) = \omega_0 1(t); \quad \Delta\omega_{\text{с}}(p) = \frac{\omega_0}{p}$$

$$\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} pK_{\text{ЕК0}}(p) \frac{p\omega_0}{p} = 0;$$

$$- \text{при лінійній зміні частоти сигналу} \quad \Delta\omega_{\text{с}}(t) = \omega_0 + \alpha_{1.c}t;$$



$$\Delta\omega_c(p) = \frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1,c}}{p^2}$$

$$\begin{aligned}\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) &= \lim_{p \rightarrow 0} p^2 K_{E_{K0}}(p) \left[\frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1,c}}{p^2} \right] = K_{E_{K0}}(0) \alpha_{1,c} = \\ &= \frac{a_1 \alpha_{1,c}}{b_0} = \frac{(\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}}) \alpha_{1,c}}{1 + K_{\text{роз}}},\end{aligned}\quad (5.27)$$

тобто усталена похибка при ступінчатій зміні $\Delta\omega_c(t)$ дорівнює нулю, а при лінійній зміні частоти – сталій величині, яка пропорційна швидкості $\alpha_{1,c}$ зміни частоти сигналу.

Як видно з формули (5.27), при лінійній зміні частоти сигналу $\Delta\omega_c(t) = \alpha_{1,c} t$ виникає похибка, яка залежить від суми сталих часу $\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}}$ компенсаційного каналу. Розглянемо причину виникнення цієї похибки при проходженні сигналу з лінійно-змінною частотою $\Delta\omega_c(t) = \alpha_{1,c} t$ через компенсаційний канал (рис.5.9, в). При виконанні умови підвищення порядку астатизму коефіцієнт підсилення каналу дорівнює одиниці. Тоді згідно з рис.5.9, в

$$\Delta\omega_r(p) = K(p) \Delta\omega_c(p), \quad (5.28)$$

де

$$K(p) = \frac{1}{\tau_{\text{чД2}} \tau_{\text{КГ}} p^2 + (\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}}) p + 1}. \quad (5.29)$$

Розкладемо $K(p)$ в степеневий ряд, що сходяться при малих значеннях p , тобто

$$K(p) = D_0 + D_1 p + \frac{1}{2!} D_2 p^2 + \frac{1}{3!} D_3 p^3 + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k p^k. \quad (5.30)$$

Тоді співвідношення (5.28) перепишеться таким чином:

$$\Delta\omega_r(p) = \Delta\omega_c(p) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k p^k. \quad (5.31)$$

Цей ряд сходиться біля точки $p = 0$, тобто сходиться і ряд, який є оригіналом ряду (5.31) при $t \rightarrow \infty$:

$$\Delta\omega_{\text{р.уст}}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k \frac{d^k \Delta\omega_c(t)}{dt^k}. \quad (5.32)$$

Коефіцієнти ряду (5.30) виразимо через параметри компенсаційного каналу. Прирівнявши праві частини співвідношень (5.29) та (5.30), отримаємо

$$1 = \left\{ \tau_{\text{чД2}} \tau_{\text{КГ}} p^2 + (\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}}) p + 1 \right\} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k p^k.$$



Аналогічно, прирівнявши коефіцієнти при однакових степенях лівої та правої частин останнього рівняння, запишемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} 1 = D_0; \\ 0 = D_0(\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}}) + D_1; \\ \dots\dots\dots \end{cases}$$

з якої визначимо коефіцієнти ряду:

$$D_0 = 1; \quad D_1 = -\tau_{\text{чД2}} - \tau_{\text{КГ}}. \quad (5.33)$$

Знайдемо похідні від $\Delta\omega_c(t) = \alpha_{1,c}t$:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta\omega_c(t)}{dt} = \alpha_{1,c}; \\ \frac{d^2\Delta\omega_c(t)}{dt^2} = \dots = \frac{d^k\Delta\omega_c(t)}{dt^k} = \dots = 0. \end{cases} \quad (5.34)$$

З врахуванням співвідношень (5.34) перепишемо (5.32) таким чином:

$$\Delta\omega_{\text{г.уст}}(t) = D_0\alpha_{1,c}t + D_1\alpha_{1,c}.$$

Після підстановки коефіцієнтів з формули (5.33) отримаємо

$$\Delta\omega_{\text{г.уст}}(t) = \alpha_{1,c}t - (\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}})\alpha_{1,c} = \alpha_{1,c}(t - \tau_{\text{чД2}} - \tau_{\text{КГ}}), \quad (5.35)$$

тобто частота напруги КГ $\Delta\omega_{\text{г.уст}}$ в усталеному режимі за рахунок зв'язку за збудженням також змінюється за лінійним законом з швидкістю $\alpha_{1,c}$, але із запізненням у порівнянні зі зміною частоти сигналу $\omega_c(t)$ на час $\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}}$ (рис.5.9, г). В результаті такого запізнення в усталеному режимі виникає стала різниця частот $\omega_0 = \alpha_{1,c}(\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}})$, що відповідає чисельнику співвідношення (5.27) для похибки. Різниця частот замкненим контуром сприймається як ступінчата зміна збуджувальної дії $\Delta\omega_c(t) = \omega_0$. Тому у відповідності з співвідношеннями (5.16) та (5.27) ця різниця частот зменшується замкненим контуром в $(1 + K_{\text{роз}})$ разів, де $K_{\text{роз}} = K_{\text{чД1}}K_{\text{П1}}K_{\text{КГ}}$ – коефіцієнт підсилення замкнутого контуру в розімкненому стані. Порівнявши співвідношення (5.22) та (5.27) для усталених похибок астатичної системи з керуванням за відхиленням з інтегрувальним пристроєм в замкненому контурі (рис.5.8) та комбінованої системи зі зв'язком за збудженням (рис.5.9) при лінійному законі зміни частоти сигналу $\omega_c(t) = \omega_0 + \alpha_{1,c}t$, можна зробити висновок, що в першій системі похибка (якщо знехтувати одиницею у формулі (5.27)) в $(\tau_{\text{чД2}} + \tau_{\text{КГ}})$ разів менша, ніж у другій. В комбінованій системі ЧАПЧ похибка збільшується внаслідок впливу сталих часу елементів в компенсаційному каналі за збудженням.



Комбінована електромеханічна система ЧАПЧ з астатизмом другого порядку.

Розглянемо можливість підвищення астатизму з першого порядку до другого в системі ЧАПЧ, яка містить електродвигун в замкненому контурі (рис.5.8, а), за допомогою компенсаційного зв'язку за збуджувальною дією $\Delta\omega_c(t)$. Для цього в систему необхідно ввести першу похідну від збуджувальної дії $\Delta\omega_c(t)$. В комбінованій системі ЧАПЧ (рис.5.10, а), як і в системі на рис.5.9, $\Delta\omega_c(t)$ вимірюється частотним дискримінатором ЧД2, який настраюється на середню частоту $\omega_{c,0}$ діапазону зміни частоти сигналу. Вихідна напруга ЧД2 дорівнює $U_{\text{ЧД2}}(t) = K_{\text{ЧД2}} \Delta\omega_c(t)$. Перша похідна від $\Delta\omega_c(t)$ отримується за допомогою диференціатора Д. Напруга на виході диференціатора в усталеному режимі визначається як $U_{\text{Д}}(t) = \tau_{\text{Д}} \frac{dU_{\text{ЧД2}}(t)}{dt} = K_{\text{ЧД2}} \tau_{\text{Д}} \frac{d\Delta\omega_c(t)}{dt}$. Для підсилення цієї напруги використовується підсилювач П2.

При ступінчатій зміні частоти сигналу $\Delta\omega_c(t) = \omega_0$ замкнений контур комбінованої системи, як і в системі з керуванням за відхиленням (рис.5.8, а, в), виключає усталену похибку повністю. Оскільки в цьому випадку $\frac{d\Delta\omega_c(t)}{dt} = \frac{d\omega_0}{dt} = 0$, то на виході диференціатора $U_{\text{Д}}(t) = 0$, тобто зв'язок за

збудженням не впливає на роботу системи. При зміні частоти сигналу за лінійним законом $\Delta\omega_c(t) = \alpha_{1,c} t$ в системі без зв'язку за збудженням виникає

швидкісна похибка $\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = \frac{\alpha_{1,c}}{K_{\text{роз}}}$. Необхідна напруга $U_{\text{П1}}(t)$ на вході еле-

ктродвигуна М, при якій забезпечується швидкість зміни частоти напруги КГ, що дорівнює $\alpha_{1,c} t$, формується з цієї похибки. З включенням зв'язку за збудженням на його виході при $\Delta\omega_c(t) = \alpha_{1,c} t$ виникає напруга $U_{\text{П2}}(t)$, яка, як і

напруга похибки $U_{\text{ЧД1}}(t) = K_{\text{ЧД1}} \Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = \frac{K_{\text{ЧД1}} \alpha_{1,c}}{K_{\text{роз}}}$, пропорційна швидкості

зміни частоти сигналу

$$U_{\text{П2}}(t) = K_{\text{КЗ}} \frac{d\Delta\omega_c(t)}{dt} = K_{\text{КЗ}} \alpha_{1,c},$$

де $K_{\text{КЗ}} = K_{\text{ЧД2}} \tau_{\text{Д}} K_{\text{П2}}$ – коефіцієнт підсилення каналу зв'язку за збудженням; $\tau_{\text{Д}}$ – коефіцієнт передачі диференціатора.

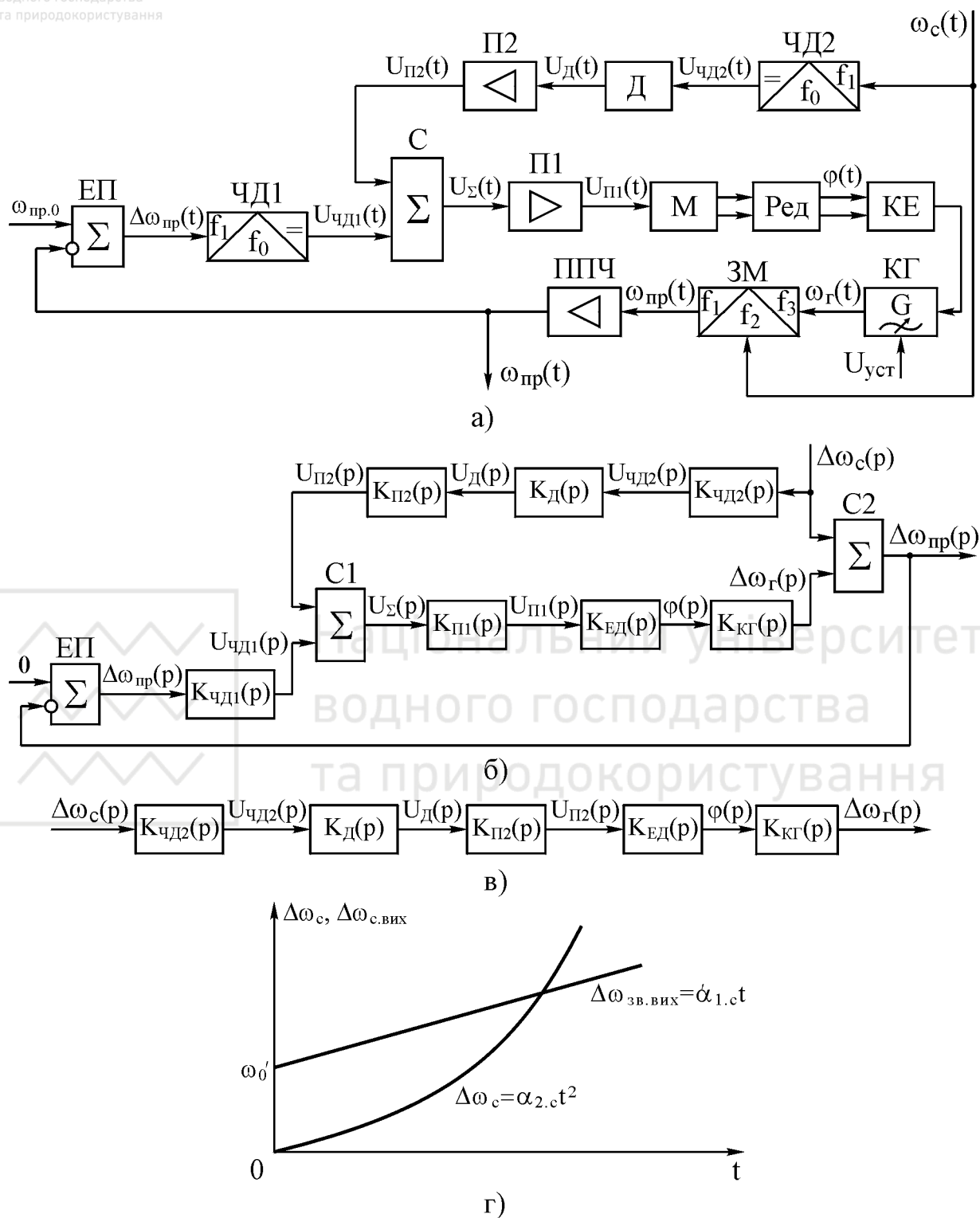


Рис.5.10. Функціональна (а) та структурна (б) схеми комбінованої системи ЧАПЧ з астатизмом другого порядку; схема компенсаційного каналу (в); графіки зміни частоти сигналу на його вході та виході (г)

Напруга $U_{п2}(t)$ в суматорі С1 складається з напругою похибки $U_{чд1}(t)$ замкнутого контуру, тобто $U_{\Sigma}(t) = U_{чд1}(t) + U_{п2}(t)$. Напруга $U_{п1}(t)$ на вході електродвигуна М формується з цієї сумарної напруги. Завдяки цьому напруга похибки $U_{чд1}(t)$, а відповідно, і сама похибка $\Delta\omega_{пр.уст}(t)$ зменшується.



Якщо за рахунок збільшення коефіцієнта підсилення $K_{\Pi 2}$ збільшувати напругу $U_{\Pi 2}(t)$, то можна забезпечити необхідну швидкість обертання ротора електродвигуна, при якій швидкість зміни частоти напруги КГ буде дорівнювати швидкості зміни частоти сигналу тільки за рахунок напруги $U_{\Pi 2}(t)$ компенсаційного зв'язку. При цьому похибка системи в усталеному режимі буде дорівнювати нулю. Оскільки $U_{\Pi 2}(t)$ пропорційна $\alpha_{1,c}$, то при збільшенні швидкості зміни частоти сигналу напруга $U_{\Pi 2}(t)$ також відповідно збільшиться, завдяки чому при різних значеннях $\alpha_{1,c}$ в усталеному режимі підтримується рівність $\alpha_{1,r} = \alpha_{1,c}$ та $\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = 0$. Компенсації похибки за швидкістю відповідає підвищення порядку астатизму системи з першого до другого.

Структурна схема комбінованої системи ЧАПЧ, складена відносно відхилення змінних, наведена на рис.5.10, б, для якої

$$\Delta\omega_{\text{пр}}(p) = \Delta\omega_c(p) - \Delta\omega_r(p);$$

$$\Delta\omega_r(p) = K_{\text{чд1}}(p)K_2(p)\Delta\omega_{\text{пр}}(p) + K_1(p)K_2(p)\Delta\omega_c(p);$$

$$\text{де } K_1(p) = K_{\Pi 2}(p)K_d(p)K_{\text{чд2}}(p); \quad K_2(p) = K_{\Pi 1}(p)K_{\text{ед}}(p)K_{\text{кг}}(p).$$

Виключивши з останніх співвідношень $\Delta\omega_r(p)$, отримаємо рівняння системи відносно похибки

$$\{1 + K_{\text{чд1}}(p)K_2(p)\}\Delta\omega_{\text{пр}}(p) = \{1 - K_1(p)K_2(p)\}\Delta\omega_c(p). \quad (5.36)$$

Передаточна функція комбінованої системи ЧАПЧ для похибки у відповідності з співвідношенням (5.36)

$$K_{\text{ЕК}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{пр}}(p)}{\Delta\omega_c(p)} = \frac{1 - K_1(p)K_2(p)}{1 + K_{\text{чд1}}(p)K_2(p)}. \quad (5.37)$$

$$\text{Враховуючи, що } K_{\Pi 1}(p) = K_{\Pi 1}; \quad K_{\Pi 2}(p) = K_{\Pi 2}; \quad K_{\text{чд1}}(p) = \frac{K_{\text{чд1}}}{1 + p\tau_{\text{чд1}}};$$

$$K_{\text{ед}}(p) = \frac{\varphi(p)}{U_{\Pi 1}(p)} = \frac{K_{\text{ед}}}{p(1 + p\tau_{\text{ед}})}; \quad K_d(p) = \frac{U_d(p)}{U_{\text{чд2}}(p)} = \frac{p\tau_d}{1 + p\tau_d}$$

$$K_{\text{кг}}(p) = \frac{\Delta\omega_r(p)}{\varphi(p)} = \frac{K_{\text{кг}}}{1 + p\tau_{\text{кг}}}; \quad K_{\text{чд2}}(p) = \frac{K_{\text{чд2}}}{1 + p\tau_{\text{чд2}}}, \text{ отримаємо}$$

$$K_{\text{ЕК}}(p) = \frac{a_6 p^6 + a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p}{b_6 p^6 + b_5 p^5 + b_4 p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0},$$

$$\text{де } a_6 = \tau_{\text{чд1}}\tau_{\text{чд2}}\tau_{\text{кг}}; \quad a_5 = (\tau_{\text{чд2}} + \tau_{\text{кг}})\tau_{\text{чд1}} + \tau_{\text{чд2}}\tau_{\text{кг}}; \quad a_4 = \tau_{\text{чд2}} + \tau_{\text{кг}} + (1 - K_{\text{чд2}}K_{\Pi 1}K_{\Pi 2}K_{\text{кг}})\tau_{\text{чд1}}; \\ a_3 = 1 - K_{\text{чд2}}K_{\Pi 1}K_{\Pi 2}K_{\text{кг}}; \quad a_2 = \tau_{\text{чд2}} + \tau_d + \tau_{\text{ед}} + \tau_{\text{кг}} + (1 - K_{\text{чд2}}\tau_d K_{\Pi 1}K_{\Pi 2}K_{\text{ед}}K_{\text{кг}})\tau_{\text{чд1}}; \quad a_1 = 1 - K_{\text{чд2}}\tau_d K_{\Pi 1}K_{\Pi 2}K_{\text{ед}}K_{\text{кг}};$$



$b_0 = K_{\text{ЧД1}} K_{\text{ЕД}} K_{\text{П1}} K_{\text{КГ}} = K_{\text{роз}}$ – коефіцієнт підсилення замкненого контуру системи в розімкненому стані.

Умова підвищення астатизму з першого порядку до другого виконується при виборі коефіцієнта $K_{\text{П2}} = \frac{1}{\tau_{\text{Д}} K_{\text{ЧД2}} K_{\text{ЕД}} K_{\text{П1}} K_{\text{КГ}}}$. В цьому випадку передаточна функція системи для похибки

$$K_{\text{ЕК}}(p) = \frac{a_6 p^6 + a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2}{b_6 p^6 + b_5 p^5 + b_4 p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = p^2 K_{\text{ЕК0}}(p), \quad (5.38)$$

де $K_{\text{ЕК0}}(p) = \frac{a_6 p^4 + a_5 p^3 + a_4 p^2 + a_3 p + a_2}{b_6 p^6 + b_5 p^5 + b_4 p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$, тобто порядок астатизму системи підвищився до другого.

Усталені похибки комбінованої системи ЧАПЧ відповідно дорівнюють:

– при ступінчатій зміні частоти сигналу $\Delta\omega_c(t) = \omega_0 1(t)$; $\Delta\omega_c(p) = \frac{\omega_0}{p}$

$$\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p^3 K_{\text{ЕК0}}(p) \frac{\omega_0}{p} = 0;$$

– при лінійній зміні частоти сигналу $\Delta\omega_c(t) = \omega_0 + \alpha_{1.c} t$;

$$\Delta\omega_c(p) = \frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1.c}}{p^2};$$

$$\Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p^3 K_{\text{ЕК0}}(p) \left[\frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1.c}}{p^2} \right] = 0;$$

– при квадратичному законі зміни частоти сигналу $\Delta\omega_c(t) = \omega_0 + \alpha_{1.c} t +$

$$+ \alpha_{2.c} t^2; \Delta\omega_c(p) = \frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1.c}}{p^2} + \frac{2! \alpha_{2.c}}{p^3};$$

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) &= \lim_{p \rightarrow 0} p^3 K_{\text{ЕК0}}(p) \left(\frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1.c}}{p^2} + \frac{2! \alpha_{2.c}}{p^3} \right) = 2! \alpha_{2.c} K_{\text{ЕК0}}(0) = \\ &= \frac{2! a_2 \alpha_{2.c}}{b_0} = \frac{2 \alpha_{2.c} (\tau_{\text{ЧД2}} + \tau_{\text{Д}} + \tau_{\text{ЕД}} + \tau_{\text{КГ}})}{K_{\text{роз}}}, \end{aligned} \quad (5.39)$$

тобто при ступінчатому та лінійному законах зміни частоти сигналу похибки в усталеному режимі дорівнюють нулю, а при квадратичному – сталій величині, пропорційній швидкості $\alpha_{2.c}$ зміни частоти сигналу, сумі сталих часу елементів компенсаційного каналу та обернено пропорційній коефіцієнту підсилення замкненої частини системи в розімкненому стані.

З'ясуємо, як впливає на частоту $\Delta\omega_r(t)$ напруги КГ через компенсаційний канал частота сигналу, що змінюється за квадратичним законом. Тому



розглянемо проходження через компенсаційний канал частоти сигналу $\Delta\omega_c(t) = \alpha_{2,c} t^2$ (рис.5.10, в), для якої

$$\Delta\omega_r(p) = K(p)\Delta\omega_c(p), \quad (5.40)$$

де

$$K(p) = \frac{1}{(1 + p\tau_{чД2})(1 + p\tau_{Д})(1 + p\tau_{ЕД})(1 + p\tau_{КГ})} = \frac{1}{c_4 p^4 + c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + c_0},$$

$$c_4 = \tau_{чД2}\tau_{Д}\tau_{ЕД}\tau_{КГ}; \quad c_3 = (\tau_{чД2} + \tau_{Д})\tau_{ЕД}\tau_{КГ} + \tau_{чД2}\tau_{Д}(\tau_{ЕД} + \tau_{КГ}); \quad c_2 = \tau_{ЕД}\tau_{КГ} + \tau_{чД2}\tau_{Д} + (\tau_{чД2} + \tau_{Д})(\tau_{ЕД} + \tau_{КГ}); \quad c_1 = \tau_{чД2} + \tau_{Д} + \tau_{ЕД} + \tau_{КГ}; \quad c_0 = 1.$$

Розкладемо функцію $K(p)$ в степеневий ряд виду (5.30), а операторне зображення приросту частоти гетеродина запишемо у вигляді співвідношення (5.31). Цей ряд сходиться біля точки $p=0$, тому сходиться і ряд, який є оригіналом ряду (5.31) при $t \rightarrow \infty$. Коефіцієнти ряду (5.30) виразимо через параметри компенсаційного каналу. Якщо прирівняти праві частини співвідношень (5.40) та (5.30), отримаємо

$$1 = (c_4 p^4 + c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + c_0) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k p^k. \quad (5.41)$$

З останнього співвідношення, прирівнявши коефіцієнти правої та лівої частин, запишемо систему рівнянь

$$\begin{cases} 1 = D_0 c_0 \\ 0 = D_1 c_0 + D_0 c_1 \\ 0 = D_0 c_2 + D_1 c_1 + \frac{1}{2!} D_2 c_0, \end{cases} \quad (5.42)$$

з якої визначаємо коефіцієнти ряду:

$$\begin{cases} D_0 = \frac{1}{c_0} = 1 \\ D_1 = -\frac{D_0 c_1}{c_0} = -c_1 = -(\tau_{чД2} + \tau_{Д} + \tau_{ЕД} + \tau_{КГ}) \\ D_2 = -\frac{2(D_0 c_2 + D_1 c_1)}{c_0} = -2(c_2 - c_1^2) = 2\{(\tau_{чД2} + \tau_{Д} + \tau_{ЕД} + \tau_{КГ})^2 - \tau_{ЕД}\tau_{КГ} - \tau_{чД2}\tau_{Д} - (\tau_{чД2} + \tau_{Д})(\tau_{ЕД} + \tau_{КГ})\}. \end{cases} \quad (5.43)$$

Для того, щоб скористатися співвідношенням (5.32), знайдемо похідні від збуджувальної дії $\Delta\omega_c(t) = \alpha_{2,c} t^2$:



$$\begin{cases} \frac{d\Delta\omega_c(t)}{dt} = 2\alpha_{2,c}t \\ \frac{d^2\Delta\omega_c(t)}{dt^2} = 2\alpha_{2,c} \\ \frac{d^3\Delta\omega_c(t)}{dt^3} = \dots = \frac{d^k\Delta\omega_c(t)}{dt^k} = \dots = 0. \end{cases} \quad (5.44)$$

З урахуванням співвідношень (5.44) перепишемо формулу (5.32) таким чином:

$$\Delta\omega_{г.уст}(t) = D_0\alpha_{2,c}t^2 + 2D_1\alpha_{2,c}t + 2D_2\alpha_{2,c} = \alpha_{2,c}\{t^2 - 2c_1t - 4(c_2 - c_1^2)\}. \quad (5.45)$$

Різниця між частотою сигналу, що змінюється за квадратичним законом, та частотою гетеродина (5.45), що змінюється під впливом зв'язку за збудженням, в усталеному режимі має вигляд

$$\Delta\omega_{зв.уст}(t) = \Delta\omega_c(t) - \Delta\omega_{г.уст}(t) = -2\alpha_{2,c}\{c_1t + 2(c_2 - c_1^2)\} = \alpha'_{1,c}t + \omega'_0,$$

$$\text{де } \alpha'_{1,c} = -2\alpha_{2,c}c_1; \omega'_0 = 4\alpha_{2,c}(c_1^2 - c_2).$$

Таким чином, якщо частота сигналу змінюється за квадратичним законом (рис.5.10, г), тобто завдяки зв'язку за збудженням частота напруги КГ змінюється з запізненням $\Delta\omega_{зв.уст}(t)$, яке збільшується за лінійним законом. Це запізнення для замкнутого контуру системи є збуджувальною дією. Складова ω'_0 цього збудження відповідає ступінчатій зміні частоти сигналу, тому астатична замкнена частина системи в усталеному режимі повністю виключає цю складову сигналу збудження. Складова $\alpha'_{1,c}t$ для замкненої частини системи відповідає зміні частоти сигналу за лінійним законом, яка і викликає в замкнутому контурі з астатизмом першого порядку усталену похибку

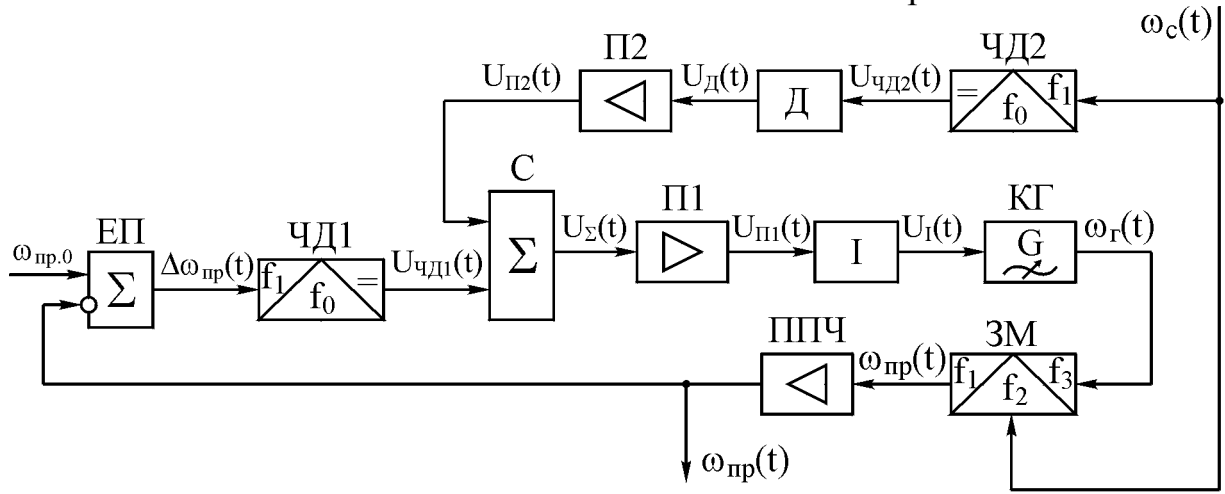
$$\Delta\omega_{пр.уст}(t) = \frac{\alpha'_{1,c}}{K_{роз}}.$$

Комбінована електронна система ЧАПЧ з астатизмом другого порядку. Функціональна схема комбінованої системи ЧАПЧ, в замкнений контур якої включений електронний інтегратор (рис.5.8, б), наведена на рис.5.11, а. Як і в електромеханічній системі, зв'язок за збуджувальною дією – зміною частоти сигналу $\Delta\omega_c(t)$ – реалізований за допомогою частотного дискримінатора ЧД2, настроєного на середню частоту $\omega_{c,0}$ діапазону зміни частоти сигналу $\omega_c(t)$, диференціатора Д та підсилювача П2 [38].

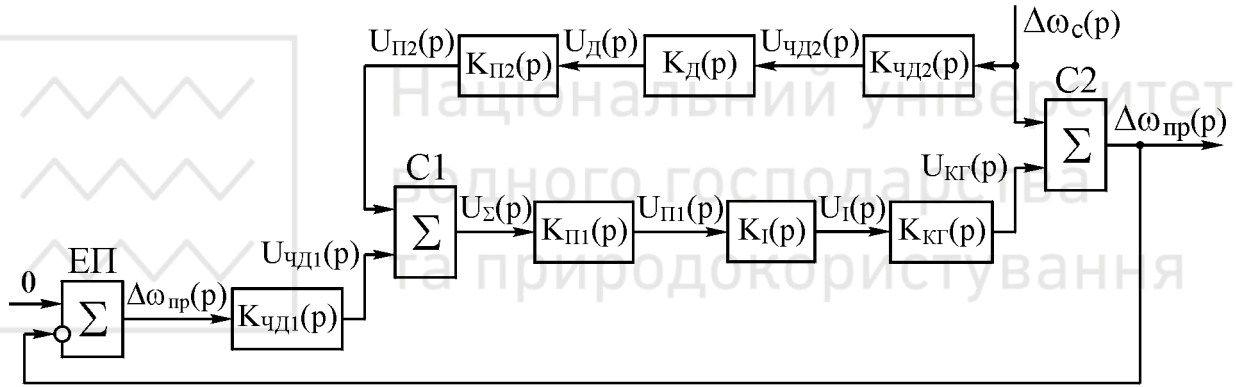
Передаточні функції елементів системи на структурній схемі (рис.5.11, б) відповідають передаточним функціям електромеханічної системи (рис.5.10,



б) за винятком того, що замість передаточної функції електродвигуна $K_{ED}(p)$ система містить коло з передаточною функцією $K_I(p) = \frac{K_I}{p}$ (інтегратор).



а)



б)

Рис.5.11. Функціональна (а) та структурна (б) схеми комбінованої електронної системи ЧАПЧ з астатизмом другого порядку

Передаточна функція системи для похибки

$$K_{EK}(p) = \frac{\Delta\omega_{пр}(p)}{\Delta\omega_c(p)} = \frac{1 - K_1(p)K_2(p)}{1 + K_{ЧД1}(p)K_2(p)},$$

або після підстановки значень $K_1(p) = K_{ЧД2}(p)K_D(p)K_{П2}(p)$; $K_2(p) = K_{П1}(p) \times K_I(p)K_{КГ}(p)$; $K_{ЧД1}(p) = \frac{K_{ЧД1}}{1 + p\tau_{ЧД1}}$; $K_{ЧД2}(p) = \frac{K_{ЧД2}}{1 + p\tau_{ЧД2}}$; $K_{КГ}(p) = \frac{K_{КГ}}{1 + p\tau_{КГ}}$;

$K_{П1}(p) = K_{П1}$; $K_{П2}(p) = K_{П2}$; $K_D(p) = \frac{\tau_D}{1 + p\tau_D}$; $K_I(p) = \frac{K_I}{p}$ отримаємо

$$K_{EK}(p) = \frac{\{(1 + p\tau_{КГ})(1 + p\tau_D)(1 + p\tau_{ЧД2})p - \tau_D K_{П2} K_{ЧД2} K_{П1} K_I K_{КГ} p\} \{1 + p\tau_{ЧД1}\}}{\{(1 + p\tau_{ЧД1})(1 + p\tau_{КГ})p + K_{ЧД1} K_{П1} K_I K_{КГ}\} \{1 + p\tau_D\} \{1 + p\tau_{ЧД2}\}} = \frac{a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p}{b_5 p^5 + b_4 p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}, \quad (5.46)$$



де $a_5 = \tau_{\text{КГ}} \tau_{\text{Д}} \tau_{\text{ЧД1}} \tau_{\text{ЧД2}}; \quad a_4 = [(\tau_{\text{КГ}} + \tau_{\text{Д}}) \tau_{\text{ЧД2}} + \tau_{\text{КГ}} \tau_{\text{Д}}] \tau_{\text{ЧД1}} + \tau_{\text{КГ}} \tau_{\text{Д}} \tau_{\text{ЧД2}};$
 $a_3 = \tau_{\text{Д}} \tau_{\text{КГ}} + (\tau_{\text{ЧД2}} + \tau_{\text{КГ}} + \tau_{\text{Д}}) \tau_{\text{ЧД1}} + (\tau_{\text{КГ}} + \tau_{\text{Д}}) \tau_{\text{ЧД1}};$
 $a_2 = (1 - \tau_{\text{Д}} K_{\text{П2}} K_{\text{ЧД2}} K_{\text{П1}} K_{\text{I}} K_{\text{КГ}}) \tau_{\text{ЧД1}} + \tau_{\text{ЧД2}} + \tau_{\text{КГ}} + \tau_{\text{Д}};$
 $a_1 = 1 - \tau_{\text{Д}} K_{\text{П2}} K_{\text{ЧД2}} K_{\text{П1}} K_{\text{I}} K_{\text{КГ}}; \quad b_0 = K_{\text{ЧД1}} K_{\text{П1}} K_{\text{I}} K_{\text{КГ}} = K_{\text{роз}}.$

Умова підвищення порядку астатизму з першого до другого

$$a_1 = 1 - \tau_{\text{Д}} K_{\text{П2}} K_{\text{ЧД2}} K_{\text{П1}} K_{\text{I}} K_{\text{КГ}}$$

виконується при коефіцієнті підсилення П2

$$K_{\text{П2}} = \frac{1}{\tau_{\text{Д}} K_{\text{ЧД2}} K_{\text{П1}} K_{\text{I}} K_{\text{КГ}}}.$$

Тоді передаточна функція системи для похибки

$$K_{\text{ЕК}}(p) = \frac{\Delta\omega_{\text{пр}}(p)}{\Delta\omega_{\text{с}}(p)} = \frac{a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2}{b_5 p^5 + b_4 p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = p^2 K_{\text{ЕК0}}(p),$$

де $K_{\text{ЕК0}}(p) = \frac{a_5 p^3 + a_4 p^2 + a_3 p + a_2}{b_5 p^5 + b_4 p^4 + b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$, тобто система має астатизм другого порядку, а усталена похибка при ступінчатому та лінійному законах зміни частоти сигналу $\Delta\omega_{\text{с}}(t)$ дорівнює нулю.

Усталена похибка при зміні частоти сигналу за квадратичним законом

$$\Delta\omega_{\text{с}}(t) = \omega_0 + \alpha_{1.c} t + \alpha_{2.c} t^2; \quad \Delta\omega_{\text{с}}(p) = \frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1.c}}{p^2} + \frac{2\alpha_{2.c}}{p^3};$$

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\text{пр.уст}}(t) &= \lim_{p \rightarrow 0} p^3 K_{\text{ЕК0}}(p) \left(\frac{\omega_0}{p} + \frac{\alpha_{1.c}}{p^2} + \frac{2\alpha_{2.c}}{p^3} \right) = 2\alpha_{2.c} K_{\text{ЕК0}}(0) = \\ &= 2\alpha_{2.c} \frac{a_2}{b_0} = \frac{2\alpha_{2.c} (\tau_{\text{ЧД2}} + \tau_{\text{КГ}} + \tau_{\text{Д}})}{K_{\text{роз}}}. \end{aligned} \quad (5.47)$$

Фізичний зміст співвідношення (5.47) аналогічний фізичному змісту співвідношення (5.39). З порівняння співвідношень (5.39) та (5.47) видно, що усталена похибка в електронній системі менша, ніж в електромеханічній, тому що

$$\tau_{\text{ЧД2}} + \tau_{\text{КГ}} + \tau_{\text{Д}} < \tau_{\text{ЧД2}} + \tau_{\text{КГ}} + \tau_{\text{Д}} + \tau_{\text{ЕД}}.$$

З проведеного аналізу видно, що в комбінованих системах зі зв'язком за збудженням та задавальною дією сталі часу елементів, що входять у компенсаційний канал, впливають не тільки на перехідні процеси, але і на усталені похибки цих систем.

5.4. Системи фазового автопідстроювання частоти

Системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) забезпечують стабілізацію частоти керованого генератора за опорним сигналом або її сте-



ження за зміною частоти опорної напруги. Особливістю системи ФАПЧ є те, що стабілізація частоти керованого генератора або її стеження за зміною частоти опорної напруги досягається завдяки підтриманню з визначеною точністю рівності або зсуву фаз на 90° опорної та керованої напруг.

Система ФАПЧ (рис.5.12, а) містить фазовий дискримінатор (ФД), фільтр низьких частот (ФНЧ), підсилювач постійного струму (ППС) та керований генератор (КГ). На ФД подається опорна напруга $U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{m1}} \sin[\omega_1(t)t]$, фаза якої $\alpha(t) = \int_0^t \omega_1(t)dt$ є задавальною дією системи, а через зворотний зв'язок – напруга КГ $U_{\text{вих}}(t) = U_{\text{m2}} \sin[\omega_2(t)t]$, фаза якої $\beta(t) = \int_0^t \omega_2(t)dt$ є керованою величиною системи. Якщо $\omega_1(t) = \omega_1 = \text{const}$, тобто якщо кутова частота $\omega_1(t)$ опорної напруги $U_{\text{вх}}(t)$ є сталою величиною, то фаза вхідної напруги змінюється за лінійним законом $\alpha(t) = \omega_1 t$.

Фазовий дискримінатор перетворює відхилення $\theta(t)$ фази $\beta(t)$ напруги КГ від фази $\alpha(t)$ опорної напруги в постійну напругу $U_{\text{ФД}}(t)$, величина якої при малих відхиленнях пропорційна $\theta(t)$, а полярність визначається за знаком цього відхилення. Напруга $U_{\text{ФД}}(t)$ згладжується ФНЧ та через ППС подається на елемент керування КГ. При зміні напруги керування на вході КГ змінюється його частота. Якщо частоти опорної напруги та напруги керування не рівні $[\omega_1(t) \neq \omega_2(t)]$, то змінюється різниця фаз $\theta(t)$, а відповідно, і напруга $U_{\text{ФД}}(t)$. Нехай, наприклад, $\theta(t)$ збільшується, починаючи від нуля. При цьому збільшується $U_{\text{ФД}}(t)$ та напруга на вході КГ, що призводить до зміни частоти $\omega_2(t)$ керованої напруги. Збільшення $\theta(t)$ та $\omega_2(t)$ відбувається доти, поки частота $\omega_2(t)$ не буде дорівнювати $\omega_1(t)$. До “захоплення” та при зриві роботи, можливої внаслідок впливу збуджувальних дій або різких змін частоти $\omega_1(t)$, різниця фаз $\theta(t)$ та $U_{\text{ФД}}(t)$ змінюються за часом з частотою $\omega(t) = \omega_1(t) - \omega_2(t)$.

Функціональній схемі системи ФАПЧ відповідає структурна схема (рис.5.12, б), на якій ФД представлений послідовним з'єднанням елемента порівняння ЕП, що виконує функцію віднімання $\theta(t) = \alpha(t) - \beta(t)$, з елементом перетворення різниці фаз $\theta(t)$ в напругу $U_{\text{ФД}}(t)$.

Запишемо рівняння елементів системи:

$$\theta(p) = \alpha(p) - \beta(p);$$

$$\beta(p) = K_{\text{ФД}}(p)K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС}}(p)K_{\text{КГ}}(p)\theta(p) - K_L(p)K_{\text{КГ}}(p)L(p). \quad (5.48)$$

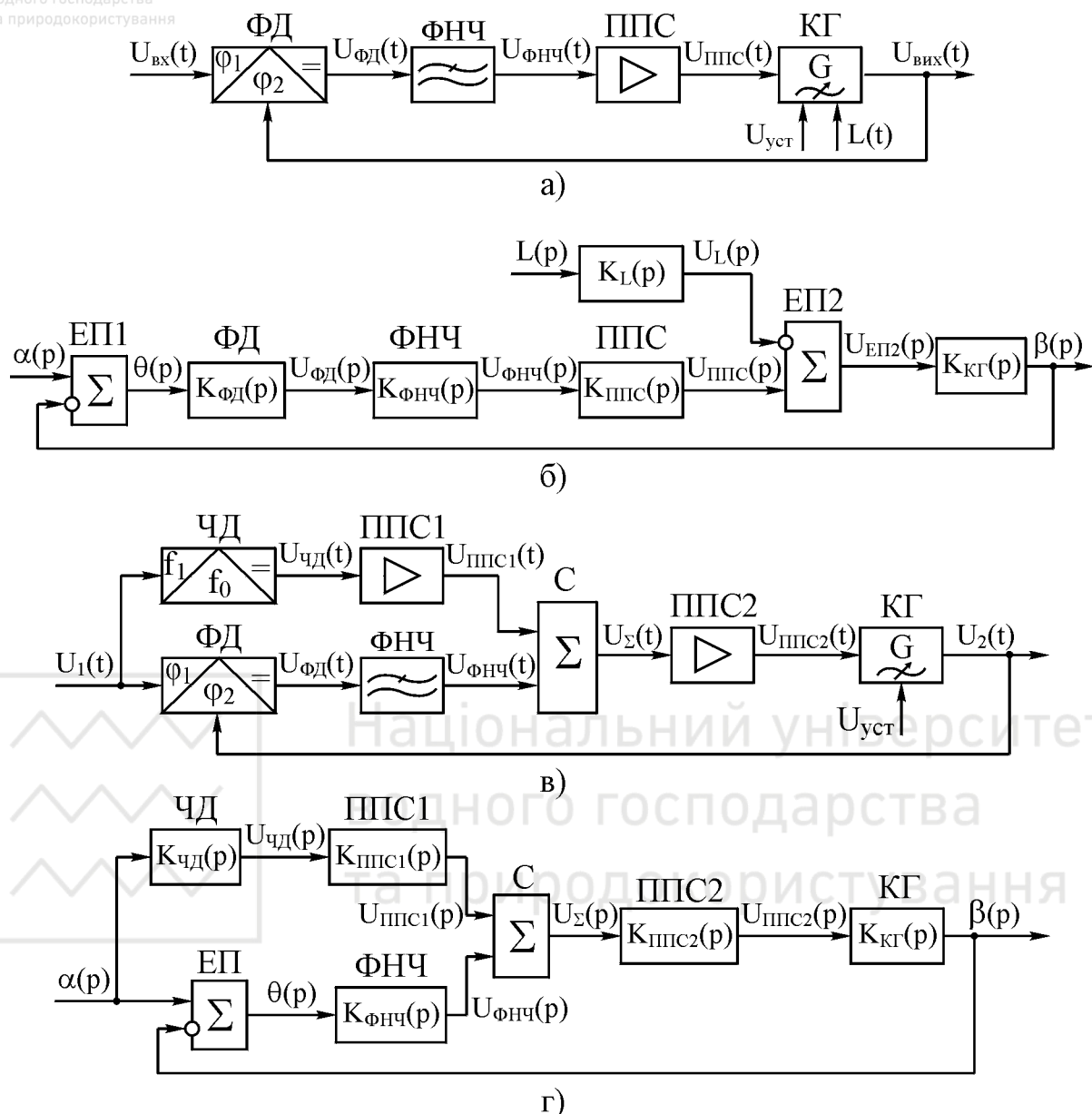


Рис.5.12. Схеми системи ФАПЧ: функціональні (а, в) та структурні (б, г)

Виключивши з рівняння (5.48) $\beta(p)$, отримаємо

$$\{1 + K_{\text{ФД}}(p)K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС}}(p)K_{\text{КГ}}(p)\} \cdot \theta(p) = \alpha(p) + K_L(p)K_{\text{КГ}}(p)L(p),$$

звідки

$$\theta(p) = \theta_{\alpha}(p) + \theta_L(p), \quad (5.49)$$

де $\theta_{\alpha}(p) = \frac{\alpha(p)}{1 + K_{\text{ФД}}(p)K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС}}(p)K_{\text{КГ}}(p)}$ – зображення складової фазової похибки, яка викликана зміною $\alpha(t)$ – фази напруги $U_{\text{вх}}(t)$;
 $\theta_L(p) = \frac{K_L(p)K_{\text{КГ}}(p)L(p)}{1 + K_{\text{ФД}}(p)K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС}}(p)K_{\text{КГ}}(p)}$ – зображення складової фазової похибки, яка викликана збуджувальною дією $L(t)$.

З співвідношення (5.49) знаходимо передаточні функції системи, що зв'язують $\theta_{\alpha}(p)$ та $\theta_L(p)$ з $\alpha(p)$ та $L(p)$ відповідно:



$$\left. \begin{aligned} K_{\theta_\alpha}(p) &= \frac{\theta_\alpha(p)}{\alpha(p)} = \frac{1}{1 + K_{\PhiД}(p)K_{\PhiНЧ}(p)K_{ППС}(p)K_{КГ}(p)}; \\ K_{\theta_L}(p) &= \frac{\theta_L(p)}{L(p)} = \frac{K_L(p)K_{КГ}(p)}{1 + K_{\PhiД}(p)K_{\PhiНЧ}(p)K_{ППС}(p)K_{КГ}(p)}. \end{aligned} \right\} \quad (5.50)$$

Підставивши в останнє співвідношення передаточні функції елементів системи $K_{\PhiД}(p) = \frac{K_{\PhiД}}{p(1 + p\tau_{\PhiД})}$; $K_{\PhiНЧ}(p) = \frac{K_{\PhiНЧ}}{1 + p\tau_{\PhiНЧ}}$; $K_{ППС}(p) = K_{ППС}$;

$K_{КГ}(p) = \frac{K_{КГ}}{1 + p\tau_{КГ}}$; $K_L(p) = \frac{K_L}{p\tau_L}$, отримаємо:

$$K_{\theta_\alpha}(p) = \frac{p(1 + p\tau_{\PhiД})(1 + p\tau_{\PhiНЧ})(1 + p\tau_{КГ})}{K_{\PhiД}K_{\PhiНЧ}K_{ППС}K_{КГ} + p(1 + p\tau_{\PhiД})(1 + p\tau_{\PhiНЧ})(1 + p\tau_{КГ})};$$

$$K_{\theta_L}(p) = \frac{K_{КГ}K_L(1 + p\tau_{\PhiД})(1 + p\tau_{\PhiНЧ})}{\tau_L \{K_{\PhiД}K_{\PhiНЧ}K_{ППС}K_{КГ} + p(1 + p\tau_{\PhiД})(1 + p\tau_{\PhiНЧ})(1 + p\tau_{КГ})\}};$$

тобто система ФАПЧ є астатичною з астатизмом першого порядку відносно фази $\alpha(t)$ опорного сигналу $U_{вх}(t)$ та статичного відносно збуджувальної дії $L(t)$.

Основною складовою похибки системи ФАПЧ в режимі стеження є $\theta_\alpha(t)$, яка в усталеному динамічному режимі містить складові, обумовлені швидкістю зміни частоти ω_1 , прискоренням та більш високими похідними від задавальної дії. Швидкісна складова похибки $\theta_\omega = \frac{\omega_1}{K_{роз}}$, де $K_{роз}$ – коефі-

цієнт передачі системи ФАПЧ в розімкненому стані. Для її зменшення в розімкненому стані системи встановлюють частоту напруги КГ, що дорівнює номінальній або середній частоті діапазону зміни частоти $\omega_1(t)$, за допомогою спеціальної напруги установаження $U_{уст}$, яка подається на керований елемент КГ. В цьому випадку швидкісна похибка (різниця фаз)

$\theta_{\omega,уст}(t) = \frac{\omega_1 - \omega_H}{K_{роз}}$, де ω_H – частота настроювання КГ. Таким чином $\theta_\omega = 0$, якщо частота ω_1 вхідної напруги дорівнює частоті ω_H напруги КГ, встановленій в розімкненому стані. Похибка θ_ω виникає при відхиленні ω_1 від ω_H .

Комбіновані системи ФАПЧ. Система ФАПЧ з керуванням за відхиленням (рис.5.12, а, б) є астатичною з астатизмом першого порядку відносно фази $\alpha(t)$ напруги $U_{вх}(t)$. В усталеному режимі виникає швидкісна по-

хибка $\theta_{уст}(t) = \frac{\omega_1(t) - \omega_H}{K_{роз}}$ при відхиленні частоти напруги $U_1(t)$ від частоти



настроювання КГ $\Delta\omega(t) = \omega_1(t) - \omega_H$. Виключити швидкісну складову похибки можна при підвищенні порядку астатизму системи до другого за допомогою зв'язку за збудженням $\alpha(t)$. Функціональна схема комбінованої системи ФАПЧ наведена на рис.5.12, в. Для того, щоб підвищити порядок астатизму, необхідно за допомогою зв'язку за збудженням ввести в систему першу похідну від сигналу збудження $\alpha(t)$. Першою похідною фази напруги є частота цієї напруги, тобто $\frac{d\alpha(t)}{dt} = \omega_1$. Тому зв'язок за збудженням в системі реалізований за допомогою частотного дискримінатора ЧД та підсилювача. Тому що при $U_{\text{ППС2}}(t) = 0$ КГ настроюваний на частоту ω_H (при $\omega_1(t) - \omega_H = 0$), похибка $\theta_{\text{уст}}(t) = 0$. В цьому випадку немає необхідності подавати додаткову напругу $U_{\text{ППС1}}(t)$ з виходу зв'язку, і ЧД настроюваний на частоту ω_H .

При виникненні відхилення частоти $\Delta\omega(t) = \omega_1(t) - \omega_H$ на виході ЧД виникає напруга, яка в усталеному режимі при малих відхиленнях $\Delta\omega$ пропорційна цьому відхиленню

$$U_{\text{ЧД}}(t) = K_{\text{ЧД}} \Delta\omega(t) = K_{\text{ЧД}} \frac{d\alpha_1(t)}{dt},$$

$$\text{де } \alpha_1(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt.$$

Напруга $U_{\text{ЧД}}(t)$ підсилюється ППС1 та в суматорі С складається з напругою сигналу похибки $U_{\text{ФНЧ}}(t)$ замкненої частини системи. Якщо до введення зв'язку за збудженням напруга $U_{\text{ППС2}}(t)$ на вході КГ формувалася тільки з напруги похибки $U_{\text{ФНЧ}}(t)$, то при введенні зв'язку – з суми напруг $U_{\Sigma}(t) = U_{\text{ФНЧ}}(t) + U_{\text{ППС1}}(t)$, які однаково функціонально залежать від $\Delta\omega(t)$. Завдяки цьому складова функціональної напруги – напруга похибки $U_{\text{ФНЧ}}(t)$ – зменшується. При збільшенні напруги зв'язку $U_{\text{ППС1}}(t)$ (при зміні коефіцієнта підсилення ППС1) можна досягти такого стану, що частота напруги $U_2(t)$ підтримується рівною частоті напруги $U_1(t)$ тільки за рахунок напруги $U_{\text{ППС1}}(t)$ зв'язку за збудженням. В цьому випадку усталена похибка системи $\theta_{\text{уст}}(t) = \alpha(t) - \beta(t) = \frac{\omega_1(t) - \omega_2(t)}{K_{\text{роз}}}$, тобто різниця фаз між керованою $U_2(t)$ та опорною $U_1(t)$ напругами в усталеному режимі, дорівнює нулю.

Впевнимось у цьому, проаналізувавши структурну схему комбінованої системи ФАПЧ (рис.5.12, г), на якій позначено такі передаточні функції:



$$K_{\text{ФНЧ}}(p) = \frac{K_{\text{ФНЧ}}}{1 + p\tau_{\text{ФНЧ}}}; K_{\text{ППС1}}(p) = K_{\text{ППС1}}; K_{\text{ППС2}}(p) = K_{\text{ППС2}};$$

$$K_{\text{КГ}}(p) = \frac{K_{\text{КГ}}}{p(1 + p\tau_{\text{КГ}})}; K_{\text{ЧД}}(p) = \frac{K_{\text{ЧД}}}{1 + p\tau_{\text{ЧД}}}.$$

Для структурної схеми запишемо:

$$\begin{aligned} \theta(p) &= \alpha(p) - \beta(p); \\ \beta(p) &= K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС2}}(p)K_{\text{КГ}}(p)\theta(p) - \\ &\quad - K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС2}}(p)K_{\text{КГ}}(p)K_{\text{ЧД}}(p)K_{\text{ППС1}}(p)\alpha(p). \end{aligned}$$

Виключивши з останніх рівнянь змінну $\beta(p)$, отримаємо рівняння системи відносно похибки

$$\begin{aligned} \{1 + K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС2}}(p)K_{\text{КГ}}(p)\}\theta(p) &= \\ = \{1 - K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС2}}(p)K_{\text{КГ}}(p)K_{\text{ЧД}}(p)K_{\text{ППС1}}(p)\}\alpha(p). \end{aligned}$$

Тоді передаточна функція системи для похибки

$$\begin{aligned} K_{\theta_k}(p) &= \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{1 - K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС2}}(p)K_{\text{КГ}}(p)K_{\text{ЧД}}(p)K_{\text{ППС1}}(p)}{1 + K_{\text{ФНЧ}}(p)K_{\text{ППС2}}(p)K_{\text{КГ}}(p)} = \\ &= \frac{a_4p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p}{b_4p^4 + b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0}, \end{aligned}$$

де $a_4 = \tau_{\text{ФНЧ}}\tau_{\text{КГ}}\tau_{\text{ЧД}}; a_3 = (\tau_{\text{ФНЧ}} + \tau_{\text{КГ}})\tau_{\text{ЧД}} + \tau_{\text{ФНЧ}}\tau_{\text{КГ}}; a_2 = \tau_{\text{ЧД}} + \tau_{\text{КГ}} +$
 $+ (1 - K_{\text{КГ}}K_{\text{ППС2}}K_{\text{ЧД}}K_{\text{ППС1}})\tau_{\text{ФНЧ}}; a_1 = 1 - K_{\text{ППС2}}K_{\text{КГ}}K_{\text{ЧД}}K_{\text{ППС1}}; b_4 = a_4 =$
 $= \tau_{\text{ФНЧ}}\tau_{\text{КГ}}\tau_{\text{ЧД}}; b_3 = a_3 = (\tau_{\text{ФНЧ}} + \tau_{\text{КГ}})\tau_{\text{ЧД}} + \tau_{\text{ФНЧ}}\tau_{\text{КГ}}; b_2 = \tau_{\text{ЧД}} + \tau_{\text{КГ}} + \tau_{\text{ФНЧ}};$
 $b_1 = 1 + K_{\text{ФНЧ}}K_{\text{ППС2}}K_{\text{КГ}}K_{\text{ЧД}}; b_0 = K_{\text{ФНЧ}}K_{\text{ППС2}}K_{\text{КГ}}.$

Умова підвищення порядку астатизму $a_1 = 1 - K_{\text{ППС2}}K_{\text{КГ}}K_{\text{ЧД}}K_{\text{ППС1}} = 0$ виконується при значенні коефіцієнта підсилення ППС1 $K_{\text{ППС1}} =$

$$= \frac{1}{K_{\text{ППС2}}K_{\text{КГ}}K_{\text{ЧД}}}. \text{ Тоді передаточна функція комбінованої системи ФАПЧ для}$$

похибки

$$K_{\theta_k}(p) = \frac{a_4p^4 + a_3p^3 + (\tau_{\text{ЧД}} + \tau_{\text{КГ}})p^2}{b_4p^4 + b_3p^3 + b_2p^2 + b_1p + b_0},$$

тобто порядок астатизму системи підвищився до другого, тому в ній виключаються усталені похибки $\theta_{\text{уст}}(t)$ при ступінчатій дії $\alpha(t) = \alpha_0$, що можливо при $\omega_1(t) = \omega_H$, та лінійній зміні фази напруги $U_1(t)$, тобто при початковому відхиленні частоти $\Delta\omega = \omega_1(t) - \omega_H$. В цьому випадку в усталених режимах частоти та фази напруг $U_1(t)$ та $U_2(t)$ однакові. При зміні частоти $\omega_1(t)$ за лінійним законом, що відповідає квадратичному закону зміни фази напруги



$U_1(t) \alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2$ або $\alpha(p) = \frac{\alpha_0}{p} + \frac{\alpha_1}{p^2} + \frac{2\alpha_2}{p^3}$, в усталеному режимі згідно з формулою про кінцеве значення оригіналу виникає похибка за фазою

$$\theta_{уст}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p^3 K_{\theta_K}(p) \left(\frac{\alpha_0}{p} + \frac{\alpha_1}{p^2} + \frac{2\alpha_2}{p^3} \right) = \frac{2\alpha_2 (\tau_{ЧД} + \tau_{КГ})}{K_{ФНЧ} K_{ППС2} K_{КГ}}.$$

В цьому випадку ще забезпечується рівність частот $\omega_1(t)$ та $\omega_2(t)$. Тільки при квадратичному законі зміни частоти $\omega_1(t) = \alpha_2 t^2$ похибка $\theta(t)$ з часом збільшується, що призводить до зриву стеження за фазою та частотою.

5.5. Системи автоматичного регулювання смуги пропускання

Будь-який радіоприймальний пристрій працює за умов зовнішніх та внутрішніх завад. До зовнішніх завад відносять атмосферні, промислові та від сторонніх радіостанцій. Атмосферні завади мають неперіодичний характер та широкий спектр без вираженого максимуму, що ускладнює їх послаблення в місці прийому за рахунок частотної селективності. При збільшенні частоти інтенсивність атмосферних завад зменшується. На частотах УКХ діапазону та більш високих частотах ці завади не впливають на прийом сигналів. Промислові завади створюють різні електричні установки (колекторні електродвигуни, світлова реклама, електрозварювальні апарати і т. і.). Для заглушення промислових завад використовують екрани в місцях виникнення завад.

Внутрішні завади (або власні шуми) радіоприймача обумовлені неперіодичними змінами (флуктуаціями) вихідного струму активних елементів. Найбільш суттєвими є власні шуми першого каскаду, тому що вони підсилюються усіма наступними каскадами радіоприймача та в основному визначають шуми на його виході.

Внутрішні (шумові) завади мають спектр з рівним розподілом амплітуд за частотою. Потужність шумової завади в смузі пропускання

$$P_{ш} = A \Delta f, \quad (5.51)$$

де A – коефіцієнт пропорційності; Δf – смуга пропускання.

Однією з найважливіших характеристик радіоприймача є відношення потужності корисного сигналу до сумарної потужності зовнішніх та власних шумів, тобто $\frac{P_C}{P_3}$, де P_C та P_3 – відповідно потужності корисного сигналу та

завад. Відношення $\frac{P_C}{P_3}$ бажано мати максимально великим.



Максимально допустиме відношення потужності сигналу до потужності завад залежить від виду передачі:

$$\frac{P_C}{P_3} \text{ не менше, дБ}$$

Радіолокація.....	0...6
Радіомовлення та телебачення.....	30...40
Радіотелефонія.....	10...20
Радіотелеграфія.....	10
Радіорелейний зв'язок.....	5...10

Як видно з співвідношення (5.51), відношення $\frac{P_C}{P_3}$ залежить від смуги пропускання радіоприймача. Існує оптимальне значення смуги пропускання $\Delta f_{\text{опт}}$, при якому відношення $\frac{P_C}{P_3}$ буде максимальним. Крім того, від ширини

смуги пропускання залежить ступінь впливу радіостанцій сусідніх частотних каналів. Величина $\Delta f_{\text{опт}}$ залежить від амплітуд сигналу та завади на вході та від їх спектрів. Оскільки ці параметри при експлуатації радіоприймача не залишаються постійними, доцільно змінювати смугу Δf в залежності від умов прийому. Тому в багатьох практичних випадках використовують автоматичне регулювання смуги пропускання (АРСП).

Однією з найважливіших вимог, що ставляться до систем АРСП, є незалежність інших параметрів радіоприймача (в першу чергу, його підсилення) від регулювання смуги. Іноді корисно, щоб одночасно зі зменшенням смуги пропускання підсилення радіоприймача збільшувалося. Такі різні вимоги до систем АРСП зумовлюють їх різну структурну побудову.

Для реалізації систем АРСП необхідно сформувати сигнал керування $U_y(t)$. В деяких випадках напруга керування зв'язана пропорційною залежністю з амплітудою вхідного сигналу. Такий вид формування $U_y(t)$ зустрічається найчастіше. Звичайно в якості сигналу керування використовується сигнал після детектора АРП радіоприймача, величина якого визначає смугу пропускання: чим більше $U_y(t)$, тим ширша смуга пропускання. Завдяки цьому підвищуються показники якості прийому в діапазоні ДХ та СХ. Для КХ та УКХ діапазонів такий вид формування напруги керування непридатний, тому в якості напруги керування використовують сигнал завади.

Існують три основні методи регулювання смуги пропускання. Найбільш часто використовуються методи регулювання, основані на зміні смуги пропускання резонансних фільтрів. До найпростіших резонансних фільтрів відносяться одиночні коливальні контури або двоконтурні смугові фільтри. Смугу пропускання в них можна регулювати, змінюючи добротність, коефіціє-



ент зв'язку або взаємний розлад контурів. Фільтри в системі АРСП характеризуються непостійністю коефіцієнта передачі, частоти настроювання та форми АЧХ. В зв'язкових та деяких спеціальних радіоприймачах використовують метод регулювання смуги пропускання, оснований на інвертуванні та обмеженні спектра сигналу. Такий метод забезпечує збереження форми АЧХ, постійність частоти настроювання, але більш складний в практичній реалізації.

Розглянемо метод регулювання смуги пропускання шляхом обмеження та інвертування частотного спектра сигналу. Відомо, що якщо спектр сигналу виходить за межі смуги пропускання високодобротного фільтра, то смуга такого спектра обмежується. При цьому верхні спектральні складові сигналу будуть відфільтровані. В залежності від взаємного розташування частоти настроювання фільтра та центральної (несучої) частоти сигналу обмеження може бути симетричним або несиметричним. Якщо при постійній частоті настроювання фільтра змінювати частоту несучої, то отримаємо регульоване обмеження частотного спектра сигналу з одного боку від несучої. Це рівнозначно регулюванню смуги пропускання, тому що в принципі не важливо, що змінюється: смуга пропускання фільтра або зміщується частота несучої.

В схемі на рис.5.13, а вхідний сигнал $U_{\text{вх}}(t)$, який має центральну частоту f_c , проходить через фільтр $\Phi 1$ з смугою пропускання Δf та потрапляє на змішувач $ЗМ1$. Гетеродин $G1$ настроюваний за нижньою бічною смугою, в результаті чого спектр сигналу не інвертується. Проходження неінвертованого спектра сигналу з виходу змішувача $ЗМ1$ через фільтр $\Phi 2$ показано на рис.5.13, б. При зміні частоти першого гетеродина, а відповідно, і проміжної частоти $f_{\text{пр.1}}$, відбувається обмеження верхньої бічної смуги частот.

Далі проміжна частота $f_{\text{пр.1}}$ перетворюється до вихідного значення f_c в змішувачі $ЗМ2$, проходить фільтр $\Phi 3$, а в змішувачі $ЗМ3$ за умови $f_{G2} > f_c$ відбувається інвертування спектра сигналу, тобто нижня (н) та верхня (в) бічні смуги частот міняються місцями. За допомогою зміни частоти f_{G2} гетеродина $G2$ спектр частот знову зміщується, а фільтр $\Phi 4$ обмежує його за нижньою бічною (рис.5.13, в). В змішувачі $ЗМ4$ несуча частота відтворюється до вихідного значення f_c .

Шляхом відповідної установки частот двох гетеродинів з чотирикратним перетворенням частоти досягається плавне двобічне обмеження частотного спектра сигналу, тобто регулювання смуги пропускання.

Однак практична реалізація регулювання смуги пропускання є досить складною задачею, тому що потрібно чотири змішувачі, два гетеродини та фільтри з високою крутизною скатів частотних характеристик. Коли виникає



задача ефективного заглушення комбінаційних складових в змішувачах, виникають труднощі, пов'язані з суперечливими вимогами до вибору частот гетеродинів $G1$ та $G2$ і смуг пропускання фільтрів. Можна замінити один перенастроюваний гетеродин на гетеродин з фіксованим настроюванням. Тим самим виключається необхідність в точному, спряженому їх настроюванні. Однак при цьому потрібні додаткові змішувачі, фільтри та помножувач частоти. Не дивлячись на вказані недоліки, розглянутий метод регулювання смуги пропускання часто використовується в професійних зв'язкових та панорамних приймачах.

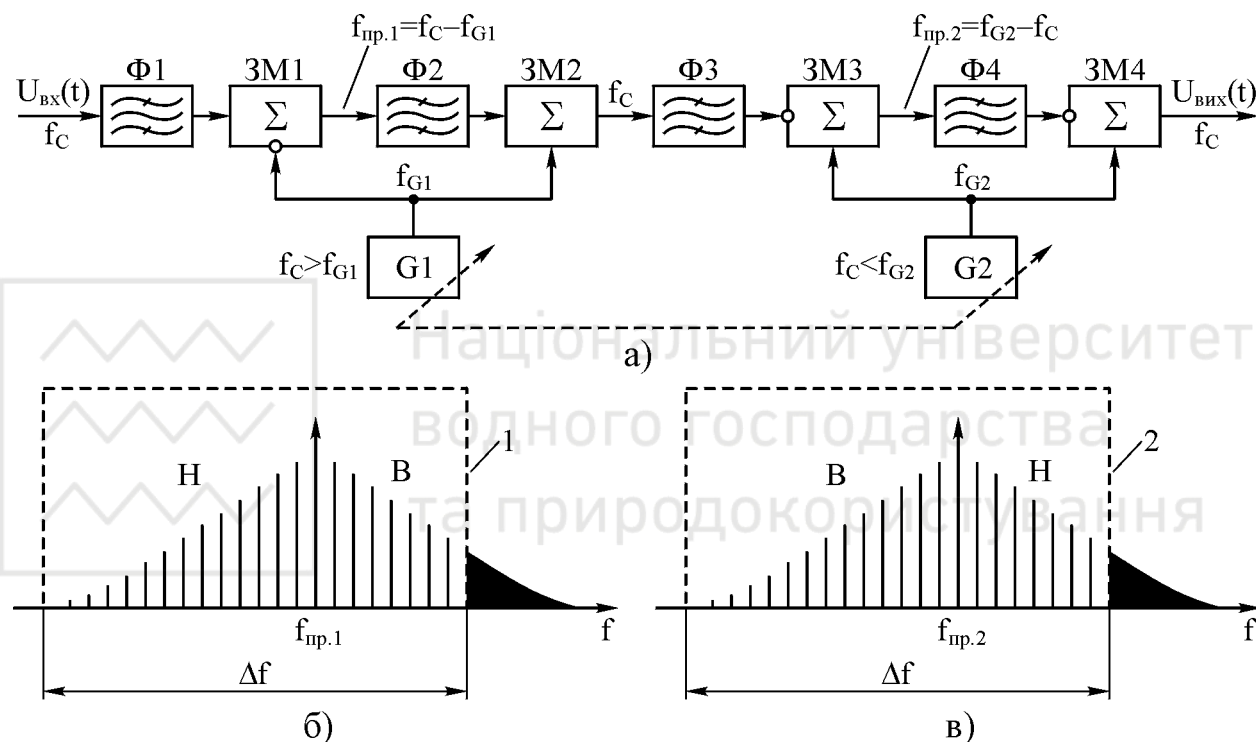


Рис.5.13. Структурна схема системи АРСП за методом обмеження та інвертування частотного спектра сигналу (а) та діаграми, які пояснюють принцип її роботи (б, в): 1 – АЧХ фільтра $\Phi 2$; 2 – АЧХ фільтра $\Phi 4$

Ще один з методів регулювання смуги пропускання оснований на використанні зворотного зв'язку в підсилювачах. Він забезпечує постійність частоти настроювання та коефіцієнта підсилення, а також збереження форми АЧХ. Практична реалізація системи АРСП в цьому випадку нескладна. Сутність цього методу полягає в тому, що зміна глибини зворотного зв'язку супроводжується зміною смуги пропускання приймача. В сучасних підсилювачах зі змінною смугою пропускання використовується в основному від'ємний зворотний зв'язок, який не погіршує стійкості їх роботи.



5.6. Системи автоматичного настроювання контурів радіопередавача

5.6.1. Класифікація систем автоматичного настроювання контурів

В діапазонних радіопередавачах часто використовуються підсилювачі потужності з вузькосмуговими контурами, настроювання яких в заданому діапазоні частот відбувається дистанційно з високою точністю. Точність визначається смугою пропускання контуру Δf : $\Delta f_H \leq 0.1\Delta f$, де Δf_H – точність настроювання контуру.

Системи автоматичного настроювання вузькосмугових контурів дозволяють автоматизувати процес керування радіопередавачем, значно скоротити час його настроювання, підтримувати оптимальний режим роботи при дії дестабілізуючих факторів, а також суттєво покращити експлуатаційні показники якості та підвищити надійність апаратури.

Системи автоматичного настроювання контурів (АНК) діляться на два типи: активного та пасивного настроювання. При активному настроюванні для отримання сигналу похибки використовують безпосередньо параметри підсилюваного сигналу: амплітуду, фазу та похідні цих величин. В системах з пасивним настроюванням використовують непрямі показники, пов'язані з частотою підсилюваного сигналу, наприклад, кут повороту конденсатора змінної ємності контуру перенастроюваного каскаду. В цьому випадку в якості системи АНК можна використовувати слідкувальні системи дистанційної передачі кута.

Системи АНК з активним настроюванням мають високу точність та можливість неперервного настроювання контуру при змінних умовах роботи, а системи другого типу – можливість створення універсальних пристроїв настроювання контурів радіопередавачів будь-яких діапазонів частот, крім того, незалежність роботи системи керування і підсилювача високої частоти та простоту конструкції.

Системи АНК з активним настроюванням забезпечують точне настроювання контурів у вузькому діапазоні частот, а системи другого типу – більш грубе настроювання, але в широкому діапазоні. Якщо необхідно реалізувати обидві умови (широкий діапазон та високу точність), то використовують комбіновані системи АНК з активним та пасивним настроюванням контурів.

Системи АНК з активним настроюванням діляться на екстремальні, які за критерій якості використовують вихідну коливальну потужність або амплітуду напруги, та автоматичної стабілізації, які за критерій якості використо-



вують фазу сигналу. В екстремальних системах АНК є робочий та пошуковий сигнали, а в системах автоматичної стабілізації – тільки робочий. В залежності від способу введення пошукового сигналу, методу визначення екстремуму та принципу регулювання відрізняють шість типів екстремальних систем АНК:

- 1) з керуванням за збудженням;
- 2) з неперервним незалежним пошуком;
- 3) з запам'ятовуванням екстремуму;
- 4) з параметричною модуляцією (робочий та пошуковий сигнали розділені, але діють на систему одночасно);
- 5) крокові з постійною абсолютною величиною і тривалістю кроку та з сталою тривалістю і різною абсолютною величиною кроку;
- 6) зі стабілізацією фази сигналу.

5.6.2. Екстремальна система АНК з керуванням за збудженням

В розімкненій екстремальній системі АНК (рис.5.14, а) коливальний LC-контур настроюється в резонанс на частоту f вхідної напруги $U_{\text{вх}}(t)$. Залежність напруги на контурі від ємності C (або кута μ повороту ротора конденсатора C) при такій частоті вхідної напруги має екстремальний характер.

На рис.5.14, б наведені екстремальні характеристики об'єкта керування. Різним значенням L_1 , L_2 та L_3 збуджувальної дії відповідають різні значення керуючої дії μ_{m1} , μ_{m2} та μ_{m3} , при яких керована величина приймає екстремальне значення. Якщо є екстремальні статичні характеристики об'єкта керування, які відповідають різним значенням L , то можна заздалегідь визначити характеристику компенсації $\mu_m = \psi(L)$ (рис.5.14, в). На практиці ця характеристика нелінійна.

В екстремальній системі АНК з керуванням за збудженням вимірюють збудження та будують характеристику компенсації $\mu_m = \psi(L)$, тобто в залежності від збуджувальної дії виробляється керуюча дія μ_m , при якій керована величина I приймає екстремальне значення.

При зміні частоти f екстремальна характеристика контуру $U_K(t) = \psi(C)$ переміщується на площині $U_K - C$ аналогічно, наприклад, характеристиці, наведеній на рис.5.14, в. Тому необхідно у відповідності зі змінами частоти f змінювати ємність C для того, щоб резонансна частота контуру f_0 дорівнювала частоті f . В цьому випадку на контурі буде виділятися максимальна напруга.

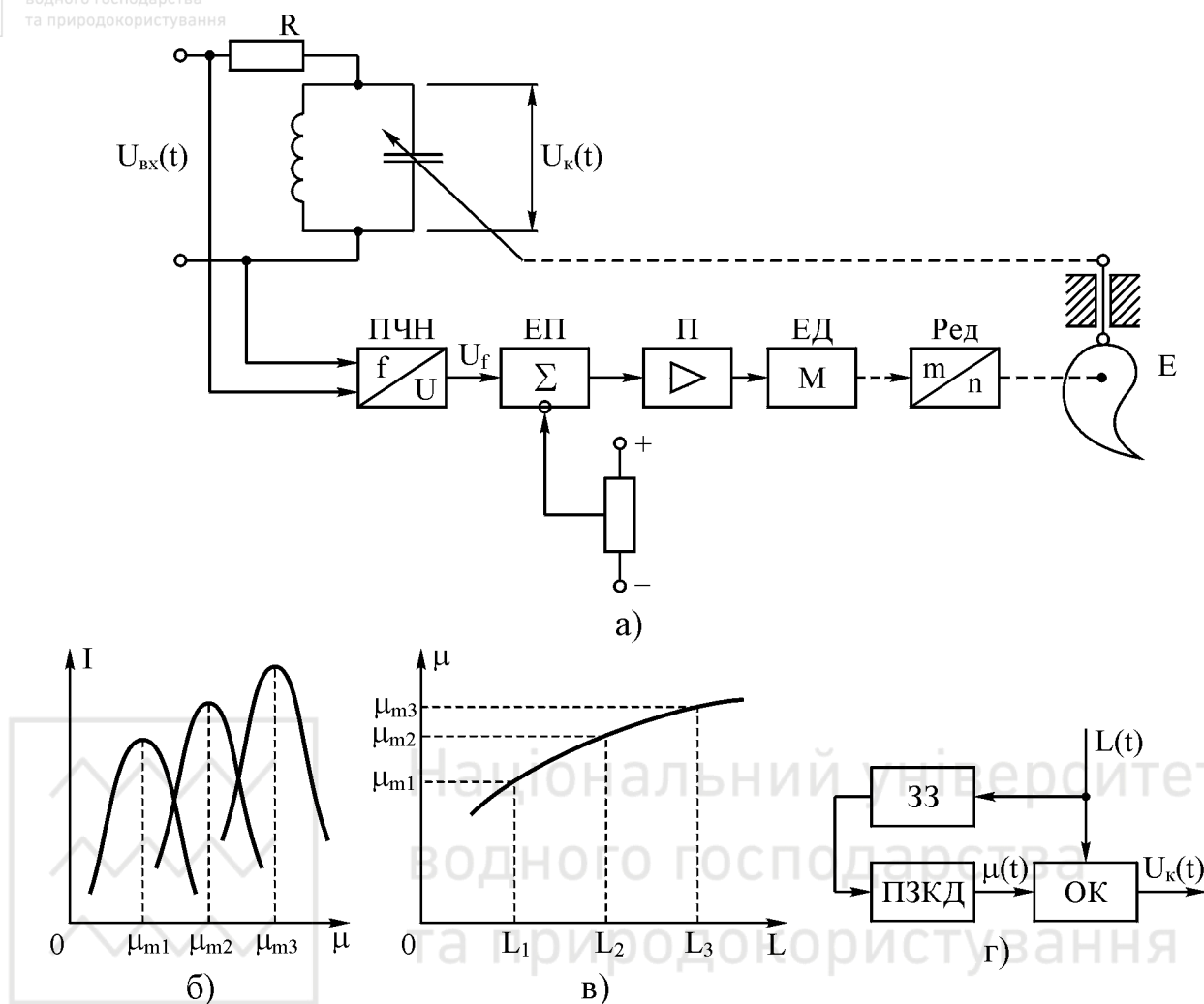


Рис.5.14. Схеми розімкненої системи АНК в резонанс (а, г), екстремальні характеристики об'єкта керування (б) та відповідна їм характеристика компенсації (в)

В схемі керування за збудженням (рис.5.14, а) частота f вимірюється за допомогою перетворювача частота–напруга (ПЧН) та перетворюється в напругу постійного струму U_f . Ця напруга потрапляє на елемент порівняння (ЕП) слідкувальної системи, яка складається з підсилювача (П), виконавчого електродвигуна (ЕД) та редуктора (Ред). Слідкувальна система повертає ексцентрик (Е) на кут, що відповідає напрузі U_f . Через систему важелів ексцентрик повертає ротор конденсатора C на необхідний кут та змінює резонансну частоту контуру, наближаючи її до частоти вхідної напруги f .

Ексцентрик та система важелів реалізують заздалегідь визначену нелінійну характеристику компенсації $\mu_m = \psi(f)$ (характеристику, аналогічну наведеній на рис.5.14, в), а система забезпечує підтримання максимальної напруги на контурі при зміні частоти f вхідної напруги. В розглянутій системі кут μ повороту ротора конденсатора C є сигналом керування, а напруга на контурі – керованою величиною.



Функціональна схема системи екстремального керування з керуванням за збудженням в загальному вигляді наведена на рис.5.14, г, на якій прийняті такі позначення: ОК – об’єкт керування з екстремальною характеристикою; $L(t)$ – збуджувальна дія, яка є причиною зміни екстремальної керованої величини $U_K(t)$ – напруги на контурі; ЗЗ – зв’язок за збудженням, за допомогою якого вимірюється та перетворюється збуджувальна дія $L(t)$; ПЗКД – пристрій зміни керуючої дії $\mu(t)$ за нелінійним законом.

Переваги та недоліки системи екстремального керування з керуванням за збудженням такі самі, як і у звичайних автоматичних систем, побудованих за таким принципом керування.

5.6.3. Екстремальна система АНК з неперервним незалежним пошуком з використанням похідної вихідної величини

Як відомо, рівність нулю першої похідної вихідної величини коливального контуру говорить про її максимальне значення, тобто умовою знаходження екстремуму є $\frac{dU_K(t)}{dt} = 0$. Безпосередньо виміряти таку похідну практично неможливо, тому вимірюють похідні за часом вихідної та вхідної величин, тобто $\frac{dU_K(t)}{dt}$ та $\frac{d\Delta f(t)}{dt}$. При цьому величина Δf за допомогою електродвигуна М (рис.5.15, а) примусово змінюється з постійною швидкістю, тобто відбувається неперервний незалежний пошук.

В залежності від розташування вихідної координати на екстремальній характеристиці та напрямку зміни координати Δf (рис.5.15, б) можливі чотири комбінації знаків похідних $\frac{dU_K(t)}{dt}$ та $\frac{d\Delta f(t)}{dt}$. Комбінаціям $\frac{d\Delta f(t)}{dt} > 0$; $\frac{dU_K(t)}{dt} < 0$ та $\frac{d\Delta f(t)}{dt} < 0$; $\frac{dU_K(t)}{dt} < 0$ відповідає невірний напрямок зміни координати Δf , тому що вихідна координата $U_K(t)$ віддаляється від свого екстремального значення (рис.5.15, б). В цьому випадку необхідно змінити напрямок координати Δf , тобто реалізувати реверс електродвигуна за допомогою реверсивного елемента (РЕ) (рис.5.15, а). Комбінаціям $\frac{d\Delta f(t)}{dt} > 0$; $\frac{dU_K(t)}{dt} > 0$ та $\frac{d\Delta f(t)}{dt} < 0$; $\frac{dU_K(t)}{dt} > 0$ відповідає вірний напрямок зміни координати Δf , тому що координата $U_K(t)$ наближається до екстремуму.



Визначення значень $\frac{dU_K(t)}{dt}$ та $\frac{d\Delta f(t)}{dt}$ і рішення про необхідність ре-

версу виконує логічний пристрій ЛП (рис.5.15, а) – датчик показника екстремуму ДПЕ, який реалізується на поляризованих реле, транзисторах або перемикальних діодах.

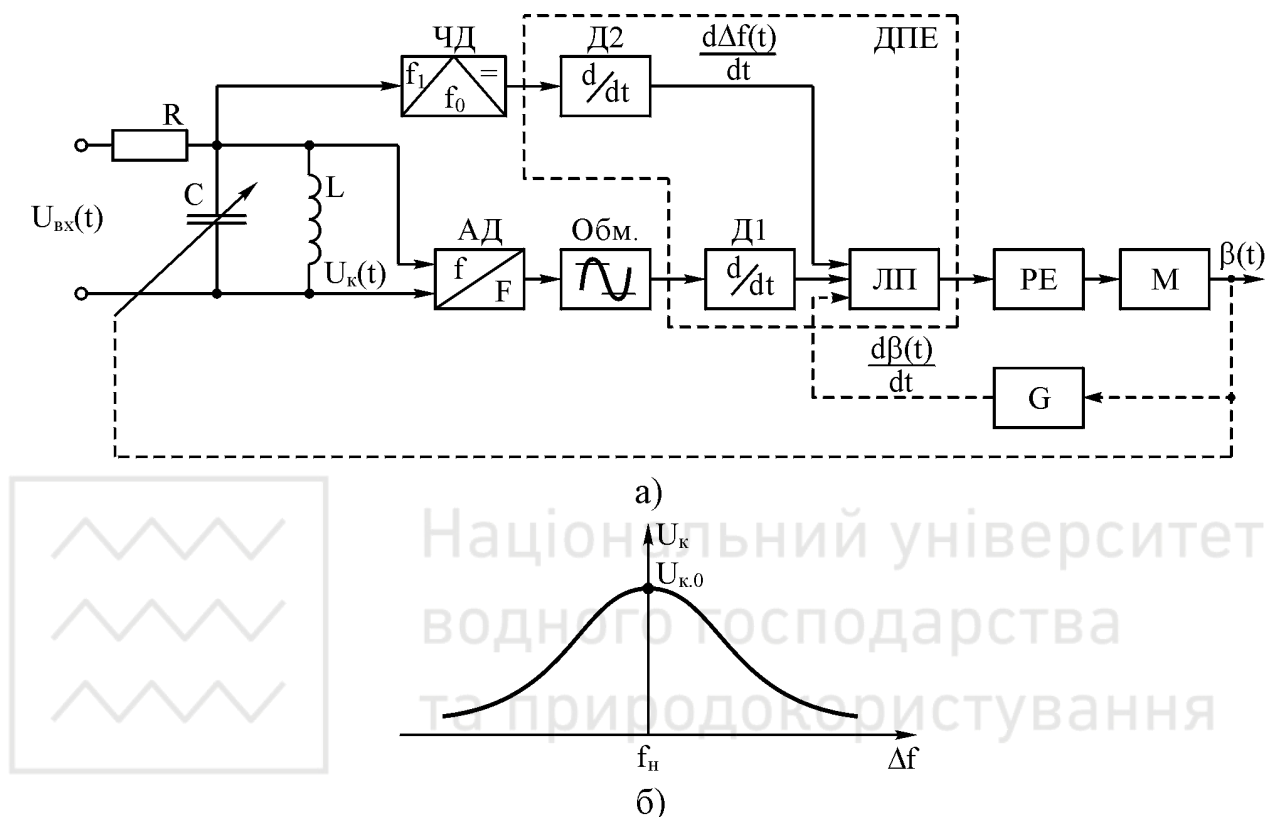


Рис.5.15. Схема системи АНК з використанням похідної вихідної величини (а) та характеристика контуру (б)

Виконавчим пристроєм системи АНК є реверсивний електродвигун М постійного струму. В якості реверсивного елемента використовуються поляризовані реле з зоною нечутливості, а керуючим елементом є вал конденсатора змінної ємності С.

Оригинальна високочастотного сигналу $U_K(t)$, який знімається з коливального контуру, з виходу амплітудного детектора (АД) потрапляє на обмежувач (Обм), який виключає можливість невірної налаштування контуру на гармоніки або інші складові спектра сигналу. З виходу обмежувача сигнал потрапляє на диференціатор Д1, вихідний сигнал якого пропорційний похідній $\frac{dU_K(t)}{dt}$. Похідну $\frac{d\Delta f(t)}{dt}$ можна визначити двома способами. У першому способі в схему включають частотний дискримінатор ЧД, який настроєний на номінальну частоту f_H , та диференціатор Д2 (рис.5.15, а), а в другому способі – тахогенератор G (на рис.5.15, а вказаний пунктиром), розташований на валу



електродвигуна М. Напруга на виході тахогенератора G пропорційна похідній кута $\beta(t)$ повороту вала електродвигуна М, тобто швидкості $\frac{d\beta(t)}{dt}$. Величина $\beta(t)$ пропорційна $\Delta f(t)$, тому $\frac{d\beta(t)}{dt} = \frac{d\Delta f(t)}{dt}$.

В екстремальній системі АНК можливі два режими роботи: пошуку та автоколивальних, які характеризуються двома основними параметрами (часом пошуку t_{Π} та амплітудою сканування ΔU_K). Враховуючи, що пошук є неперервним та незалежним, час пошуку знаходять при врахуванні швидкості обертання електродвигуна та початкового розладу коливального контуру. Амплітуда сканування ΔU_K визначається при аналізі роботи системи в автоколивальному режимі методом гармонічної лінеаризації.

Необхідність неперервного слідкування в системі АНК призводить до автоколивальних відносно екстремуму, що спричиняє паразитну амплітудну модуляцію високочастотного сигналу. Для її зменшення частота автоколивальних повинна бути якомога меншою. Коли за сеанс роботи передавача параметри коливального контуру залишаються практично незмінними, то можливе більш просте рішення задачі: неперервний пошук замінюють одноразовим. В цьому випадку після проходження екстремальної точки, тобто зміни знаку $\frac{dU_K(t)}{dt}$, відбувається відключення системи АНК.

Сумарна відносна частотна помилка в такій системі АНК в усталеному режимі

$$\frac{\Delta f}{f} = K_{\beta} K_{ED} U_{ED} [K_{\Pi} (t_M + \tau_D) - t_M - \tau_{EM}],$$

де $K_{\beta} = \frac{\Delta f}{f \beta}$ – коефіцієнт, який зв'язує відносний розлад та кут β повороту вала електродвигуна;

K_{ED} – коефіцієнт передачі електродвигуна за швидкістю;

U_{ED} – напруга, що підводиться до електродвигуна; $K_{ED} U_{ED}$ – швидкість електродвигуна;

τ_D – стала часу диференціатора з передаточною функцією

$K_D(p) = \frac{p \tau_D}{1 + p \tau_D}$; $t_M = \sqrt{\frac{2}{\alpha}}$ – час, що відповідає максимуму функції $U_K(t)$;

$\alpha = 2Q K_{\beta} K_{ED} U_{ED}$; Q – добротність контуру; $K_{\Pi} = 1 - \frac{E}{b}$; E – поріг переми-

кання електронного реле (реверсивного елемента); $b = U_{K.0} b^2 \tau_D (\tau_D + \tau_{EM})$;

τ_{EM} – електромеханічна стала часу електродвигуна.



Загальний час пошуку визначається співвідношенням

$$t_{\Pi} = \frac{\Delta f_H}{f K_{\beta} K_{ED} U_{ED}},$$

де Δf_H – початковий розлад контуру.

5.6.4. Екстремальна система АНК з запам'ятовуванням екстремуму

Функціональна схема такої системи АНК наведена на рис.5.16. Принцип визначення екстремуму полягає в тому, що при примусовій зміні вхідної координати Δf напруга на контурі $U_K(t)$ проходить екстремальне значення $U_{K.0}$ (рис.5.15, б), яке фіксується спеціальним запам'ятовувальним пристроєм (ЗП). Ця напруга в пристрої порівняння (ПП) порівнюється зі значенням U_K та отримується різниця $\Delta U_K = U_{K.0} - U_K$. Коли ця різниця досягає порогового значення $\Delta U_{K.П}$, відбувається реверс електродвигуна М. Внаслідок цього вхідна координата Δf починає змінюватися в протилежному напрямку, а вихідна координата U_K повертається до екстремуму $U_{K.0}$ та запам'ятовує його. При наступному перевищенні різницею ΔU_K порогового значення $\Delta U_{K.П}$ відбувається повторний реверс електродвигуна М та цикл роботи повторюється. В результаті встановлюється режим автоколивань відносно екстремальної точки. Однак отримана в результаті пошуку інформація про різницю ΔU_K не дозволяє визначити, з якого боку відносно екстремальної точки знаходиться вихідна координата. Для того, щоб визначити знак похідної $\frac{d\Delta f(t)}{dt}$, в схему включені частотний дискримінатор ЧД та диференціатор Д2, вихідний сигнал якого потрапляє на вхід логічного пристрою ЛП. Таким чином вирішується задача реверсу.

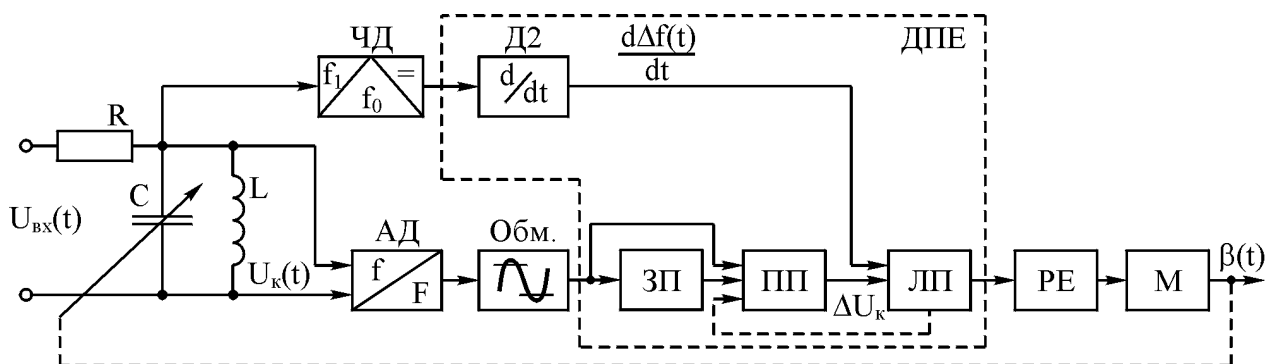


Рис.5.16. Схема системи АНК з запам'ятовуванням екстремуму

В якості запам'ятовувального пристрою можна використовувати звичайний піковий детектор, а пристроєм порівняння є пристрій віднімання, на



входи якого потрапляють сигнали з виходів ЗП та обмежувача. Напруга на виході ПП дорівнює $\Delta U_K = U_{K,0} - U_K$.

В залежності від розташування вихідної координати U_K на екстремальній характеристиці та напрямку зміни Δf (рис.5.15, б) можливі чотири комбінації знаків величин ΔU_K та $\frac{d\Delta f(t)}{dt}$. Комбінації $\frac{d\Delta f(t)}{dt} > 0$; $\Delta U_K = 0$ та

$\frac{d\Delta f(t)}{dt} < 0$; $\Delta U_K = 0$ вказують на наближення координати U_K до екстремуму, а комбінації $\frac{d\Delta f(t)}{dt} > 0$; $\Delta U_K < 0$ та $\frac{d\Delta f(t)}{dt} < 0$; $\Delta U_K < 0$ – на віддалення.

Тому в останніх двох комбінаціях необхідно реалізувати реверс електродвигуна М та одночасно виконати операцію ліквідації в ЗП записаного значення $U_{K,0}$, тобто підготувати ЗП до нового циклу роботи.

Екстремальна система АНК (рис.5.16) відрізняється від системи АНК, наведеної на рис.5.15, а, тільки датчиком показника екстремуму (ДПЕ). Амплітуду сканування в автоматичному режимі в системі АНК рис.5.16, як і в системі рис.5.15, а, можна розрахувати, використовуючи метод гармонічної лінеаризації, а загальний час пошуку – за формулою (5.52).

При сталому значенні екстремуму функції $U_K = \psi(\Delta f)$ протягом сеансу роботи передавача розглянуту систему АНК з неперервним незалежним пошуком можна замінити спрощеною з одноразовим пошуком. В такій системі АНК після першого проходження екстремуму та перевищення сигналом похибки ΔU_K порогового значення $\Delta U_{K,П}$ виконавчий електродвигун виключається. Максимальна амплітудна похибка для системи АНК (рис.5.16) визначається співвідношенням

$$\Delta U_{\text{зар}} \approx \Delta U_{K,П} + U_{K,0} \left[1 - 2(K_{\beta} K_{\text{ЕД}} U_{\text{ЕД}} \tau_{\text{ЕМ}} Q)^2 \right].$$

5.6.5. Екстремальна система АНК з параметричною модуляцією

Залежність напруги U_K на контурі від ємності $C = C_1 + C_2$ (рис.5.17) на даній частоті f вхідної напруги $U_{\text{вх}}(t)$ має екстремальний характер. Максимальне значення $U_K(t)$ відповідає настроюванню контуру в резонанс на частоту f . Задача такої системи – автоматично настроїти контур ємністю C_1 в резонанс на змінну за часом частоту f вхідної напруги контуру.

Потрібні коливання ємності контуру утворюються обертанням ротора конденсатора C_2 ($C_2 \leq C_1$) з сталою швидкістю електродвигуном М2, на осі



якого встановлений генератор опорної напруги (ГОН). Ємність змінюється за законом

$$C_2 = C_{2.0} + C_m \sin \omega_0 t,$$

де $C_{2.0}$ – стала ємність C_2 ; C_m – амплітуда зміни ємності C_2 відносно $C_{2.0}$.

Електродвигун М2 та ГОН утворюють генератор пробних коливань (ГПК). Пробні коливання ємності контуру можна викликати електронним способом, наприклад, подачею змінної напруги з частотою ω_0 на варікап – керовану ємність р–п переходу.

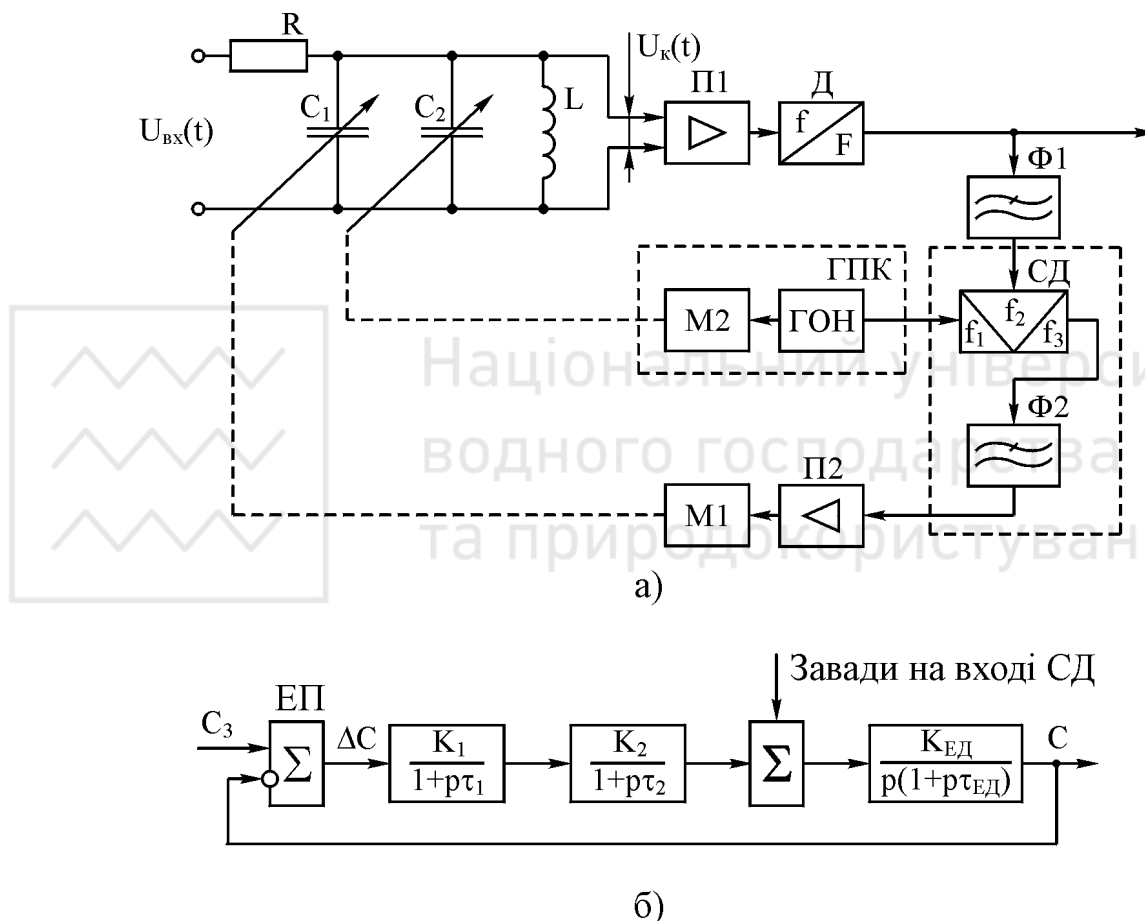


Рис.5.17. Функціональна схема екстремальної системи АНК (а)
та її еквівалентна схема (б)

Змінна напруга на контурі $U_K(t)$, модульована за амплітудою в результаті зміни ємності C_2 , підсилюється підсилювачем П1, пропускається через детектор Д, фільтр $\Phi 1$ та подається на синхронний детектор СД, де помножується з вихідною напругою ГОН. На виході фільтра $\Phi 2$ синхронного детектора формується напруга, пропорційна похідній від амплітуди напруги контуру $U_K(t)$ за ємністю, тобто $\frac{dU_K(t)}{dC}$. Ця напруга через підсилювач П2 потрапляє на електродвигун М1. Ротор конденсатора C_1 починає обертатися, а його єм-



ність (керівна дія) змінюється доти, поки похідна $\frac{dU_K(t)}{dC} = 0$, тобто контур настроюється в резонанс на частоту f . При зміні частоти f вхідної напруги контуру екстремальна система автоматично настроює контур на максимум напруги.

Екстремальну систему (рис.5.17, а) можна розглядати як слідкувальну систему (рис.5.17, б). Вхідною (задавальною) дією системи є ємність C_3 , що відповідає екстремуму напруги на контурі, а похибкою $-\Delta C = C_3 - C$. Закон зміни вхідної дії залежить від частоти f вхідної напруги контуру. Для дослідження динаміки такої системи можна використовувати методи, розроблені для неперервних систем автоматичного керування. На рис.5.17, б введені такі позначення: τ_1 та τ_2 – сталі часу фільтрів $\Phi 1$ та $\Phi 2$; K_1 – загальний коефіцієнт передачі П1, Д та $\Phi 1$; K_2 – загальний коефіцієнт передачі СД та П2; K_{ED} та τ_{ED} – коефіцієнт передачі електродвигуна М1 та його стала часу.

5.6.6. Крокова екстремальна система АНК з сталими абсолютною величиною та тривалістю кроку

В такій системі АНК (рис.5.18, а) керований параметр – розстроювання контуру – за допомогою регульовального органу та електродвигуна через рівні проміжки часу змінюється на дискретну величину $\pm \Delta f_{кр}$. Через такі самі дискретні моменти часу Δt , які визначаються генератором імпульсних сигналів G , комутатор K підключає до виходу амплітудного детектора АД (практично до виходу об'єкта керування через АД, який виділяє оригінальну сигналу $U_K(t)$ на виході коливального контуру) запам'ятовувальні пристрої ЗП1 та ЗП2. Ці ЗП запам'ятовують вихідну величину U_K , що встановлюється в об'єкті за рахунок зміни регульованого параметра на величину $\Delta f_{кр}$ до моменту закінчення перехідного процесу протягом одного робочого кроку. Величина U_{n+1} з виходу ЗП1, визначена в момент часу $(n+1)\Delta t$, порівнюється з величиною U_n , зафіксованою ЗП2 в попередній дискретний момент часу $n\Delta t$. Обидва сигнали потрапляють в пристрій порівняння ПП, на виході якого отримуємо різницевий сигнал $\Delta U_n = U_n - U_{n+1}$. В залежності від знаків U_n та попередньої зміни вхідної координати Δf_n формувальний пристрій ФП виробляє робочий сигнал потрібної полярності. В результаті Δf отримує новий постійний за абсолютною величиною приріст Δf_{n+1} такого знаку, при якому вихідний сигнал U_K наближається до екстремального значення. Після



цього напруга U_n в ЗП2 стирається. Час запам'ятовування ЗП1 та ЗП2 дорівнює тривалості одного кроку, тому на наступному кроці виробляється новий різницевий сигнал $\Delta U_{n+1} = U_{n+1} - U_{n+2}$ та відповідно новий сигнал керування Δf_{n+2} потрібного знаку. Після досягнення екстремальної точки встановлюється автоколивальний режим. Оскільки в системі АНК (рис.5.18, а) всі кроки за абсолютною величиною $\Delta f_{кр}$ та за часом Δt однакові, то загальний час пошуку

$$t_{\Pi} = \frac{\Delta f_H}{\Delta f_{кр}} \Delta t,$$

де Δf_H – початковий розлад відносно екстремуму.

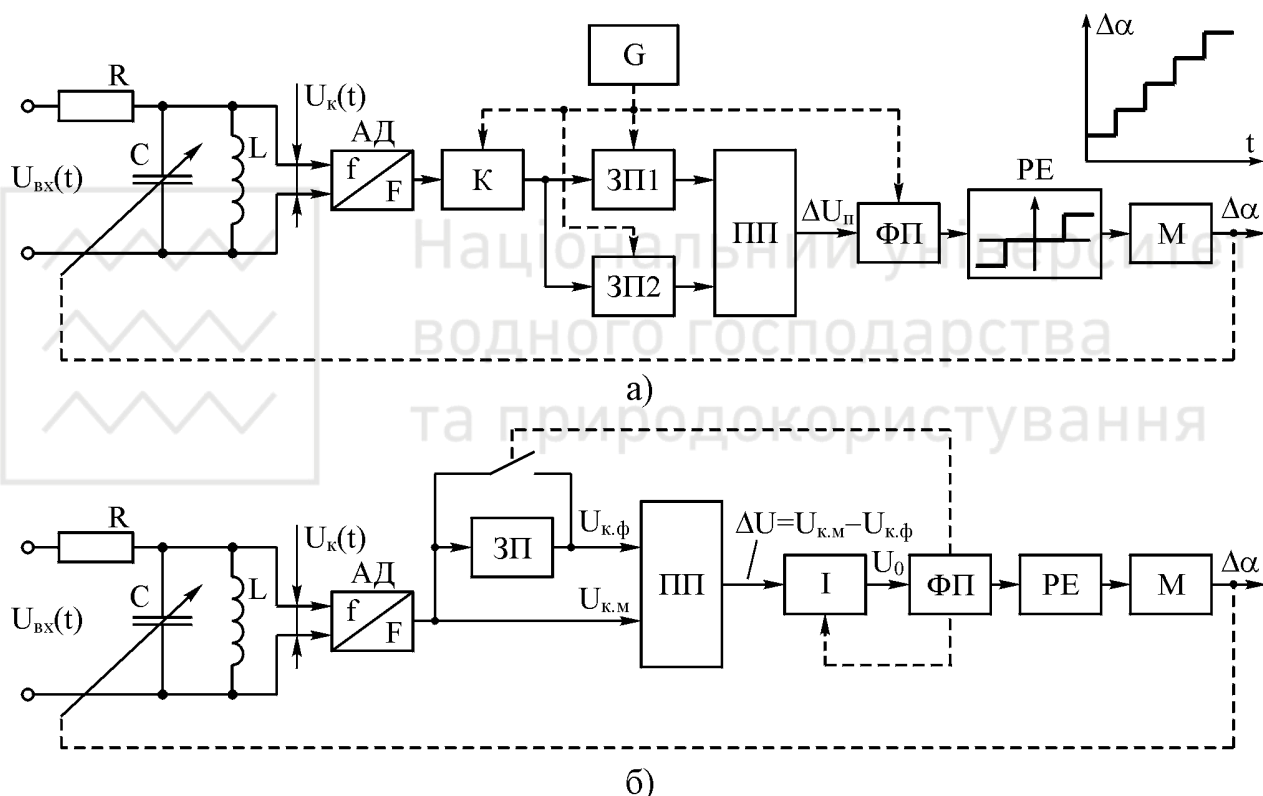


Рис.5.18. Схеми екстремальної крокової системи АНК: з сталою абсолютною величиною та тривалістю кроку (а) та з сталою тривалістю та різною абсолютною величиною кроку (б); $\Delta\alpha$ – кут повороту ротора

При цьому час пошуку не залежить від форми екстремальної характеристики $U_K = \psi(\Delta f)$, тому що для кожного наступного кроку необхідно знати тільки знак сигналу похибки, отриманого наприкінці попереднього кроку. Точність системи АНК залежить від амплітуди сканування в автоколивальному режимі, яка дорівнює величині одного кроку. При збільшенні $\Delta f_{кр}$ (за відсутності завад) зменшується час пошуку, а точність системи АНК збільшується.



5.6.7. Крокова екстремальна система АНК з сталою тривалістю та різною абсолютною величиною кроку

В такій системі АНК (рис.5.18, б) керований параметр – розлад контуру Δf за допомогою регулювального (конденсатора змінної ємності) органу та електродвигуна М – змінюється на сталу дискретну величину $\pm \Delta f_n$. В результаті перехідного процесу, який виникає в системі, починає змінюватися вихідний сигнал контуру $U_K(t)$. Його миттєве $U_{K.M}(t)$ та фіксоване $U_{K.Ф}(t)$ (значення, запам'ятоване наприкінці попереднього кроку) значення подаються на пристрій порівняння, вихідна напруга якого у вигляді різниці $\Delta U = U_{K.M} - U_{K.Ф}$ подається на інтегратор. Вихідний сигнал інтегратора визначається як

$$U_0 = K_I \int_0^{t_{кр}} [U_{K.M}(t) - U_{K.Ф}(t)] dt, \quad (5.53)$$

де K_I – коефіцієнт передачі інтегратора; $t_{кр}$ – тривалість кроку.

При досягненні напругою U_0 деякого визначеного порогового значення $U_{0.n}$ формувальний пристрій ФП здійснює такі операції: подає команду в ЗП для стирання значення $U_{K.Ф}$ та запам'ятовування нового значення U_K , яке відповідає кінцю робочого кроку; відтворює вихідний нульовий стан інтегратора; подає сигнал на реверсивний елемент, який в залежності від знаків U_0 на попередньому кроці Δf_n переміщує виконавчий електродвигун на один новий крок Δf_n до екстремуму. З наступного кроку всі процеси повторюються та вихідна координата переміщується на ту саму величину Δf_n , але час кроку може змінюватися, оскільки величина $t_{кр}$ залежить від характеристики $U_K = \psi(\Delta f)$ та різниці $U_{K.M} - U_{K.Ф}$, яка змінюється при наближенні до екстремуму. Поклавши, що $U_K = b - a \Delta f^\lambda$, де b та a – сталі коефіцієнти, а $\lambda > 1$, знайдемо час пошуку:

$$t_{\Pi} = \sum_{j=0}^m t_{кр.j}.$$

В останньому співвідношенні $m = \frac{\Delta f_H}{\Delta f_{кр}}$ – загальна кількість кроків;

$$t_{кр.j} = \frac{U_{оп}}{K_I (U_j - U_{j+1})}; \quad U_j = b - a(j \Delta f_{кр})^\lambda; \quad U_{j+1} = b - a[(j+1) \Delta f_{кр}]^\lambda.$$

Особливістю крокових екстремальних систем АНК з сталою тривалістю та різною абсолютною величиною кроку є те, що формувальний пристрій при



створенні робочого сигналу враховує не тільки знак різниці двох дискретних значень вихідної координати U_K , але і величину відхилення U_K від екстремального значення. В зв'язку з цим сигнали похибки, які виробляються ФП, та робочі кроки $\Delta f_{кр}$ різні за абсолютною величиною. Чим далі вихідна координата знаходиться від екстремального значення, тим більшою є величина $\Delta f_{кр}$. При наближенні до екстремуму величина $\Delta f_{кр}$ та швидкість зміни вихідної координати повинні зменшуватися. В якості міри відхилення від екстремуму можна використовувати похідну функції $U_K = \psi(\Delta f)$ в точці вимірювання або абсолютне значення U_K .

5.6.8. Система АНК зі стабілізацією фази сигналу

Система АНК зі стабілізацією фази сигналу (рис.5.19) працює таким чином. На перший вхід ФД, який є елементом порівняння, потрапляє вихідна напруга контуру $U_{вих}(t)$ (об'єкта керування ОК). На другий вхід ФД через фазообертач ФО подається вхідний сигнал $U_{вх}(t)$. Різниця фаз коливань $U_{вх}(t)$ та $U_{вих}(t)$ однієї частоти залежить від розладу контуру. В залежності від цього розладу різниця фаз між коливаннями змінюється від 0 до 180° , а ФД виробляє сигнал похибки $\Delta\varphi(t)$, який через фільтр низьких частот ФНЧ та підсилювач П подається на керувальний елемент КЕ контуру.

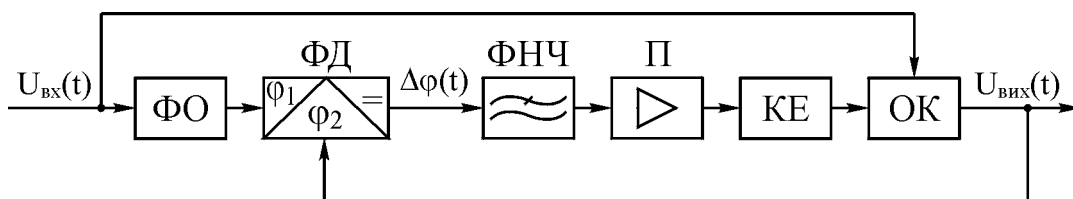


Рис.5.19. Функціональна схема системи АНК зі стабілізацією фази сигналу

Система АНК дозволяє забезпечити близьку до максимального значення потужність P_H в навантаженні за умови, що додаткове запізнення за фазою сигналу в підсилювачі відсутнє. Якщо це запізнення не буде дорівнювати нулю, то необхідно реалізувати фазовий зсув сигналу $U_{вх}(t)$ за допомогою ФО не на 90° (як при відсутності додаткового запізнення), а на величину $90^\circ - \varphi_3$, де φ_3 – кут фазового зсуву додаткового запізнення в підсилювачі.

Слід відзначити, що настроювати контур в системі АНК можна як в режимі несучої, так і при амплітудній модуляції сигналу. В другому випадку вплив зміни амплітуди на роботу системи АНК виключається за допомогою двобічних амплітудних обмежувачів, які підключають до входів ФД.

Розглянуті системи АНК вирішують дві задачі:



1) визначення заздалегідь невідомого екстремуму $P_{H.екс}$ функції $P_H = \psi(\Delta f)$, де P_H – вихідна коливальна потужність генератора;

2) стабілізації з необхідною точністю керованої величини відносно її екстремального значення.

5.6.9. Системи АНК з пасивним настроюванням

При пасивному настроюванні контуру основним критерієм якості є значення деякого показника якості, який деяким чином зв'язаний з частотою підсилюваного сигналу. За такий показник якості може бути прийнятий кут повороту вала ротора конденсатора або індуктивного варіометра. Система АНК з пасивним настроюванням більш проста в порівнянні з системою з активним настроюванням, однак забезпечує меншу точність. Тому системи АНК з пасивним настроюванням використовують при відносно великій смузі пропускання контуру (коли точність настроювання може бути невисокою) або разом з однією з систем активного настроювання. Пасивні системи АНК відносяться до слідкувальних систем автоматичного керування, які дозволяють дистанційно керувати органом настроювання коливального контуру підсилювача у відповідності з законом зміни положення органу установки частоти автогенератора або збуджувача. В багатьох роботах розглянуто функціональні схеми системи АНК електромеханічного типу, які в якості елементів порівняння використовують потенціометричний міст з неперервним регулюванням, контактно–потенціометричний міст або контактні пристрої. Крім того, в якості пасивної системи АНК може використовуватися неперервна система з частотним датчиком (схема Делонга).

5.7. Системи автоматичного настроювання узгоджувальних пристроїв

В широкодіапазонних радіопередавачах вхідний опір антени Z_A змінюється в широких межах. Антена з'єднана з виходом радіопередавача за допомогою фідера, який має хвильовий опір W . Через неузгодженість між Z_A та W зменшується коефіцієнт біжучої хвилі антенно–фідерного пристрою (АФП) та потужність, яка передається в антену. Для отримання максимального ККД в АФП включають діапазонний узгоджувальний пристрій (УП). Призначення УП – оптимальне узгодження вихідного опору $Z_{вих}$ радіопередавача зі змінним у діапазоні вхідним комплексним опором Z_A антени. Опір Z_A за допомогою УП трансформується таким чином, щоб його вхідний опір $Z_{вх}$ був чисто активним, тобто $Z_{вх} = W$. В цьому випадку ККД АФП



$$\eta_{\text{АФП}} = \frac{r_A}{r_A + r_H},$$

де r_A – активний опір антени; r_H – опір втрат елементів настроювання УП.

В якості узгоджувального пристрою можна використовувати одну з чотирьох схем, наведених на рис.5.20. Умовами оптимального узгодження є:

$$X_{H1} = \sqrt{r_A W - r_A^2} - X_A; \quad (5.54)$$

$$X_{H2} = \frac{r_A W}{\sqrt{r_A W - r_A^2}}. \quad (5.55)$$

Співвідношення (5.54) та (5.55) справедливі для всіх чотирьох схем. Вибір схеми залежить від реактивного опору антени X_A та величини X_{H1} . При $X_{H1} > 0$ використовують схеми рис.5.20, а, в, а при $X_{H1} < 0$ – схеми рис.5.20, б, г.

Реактивними елементами настроювання можуть бути різні пристрої: з феритом, варікапом або електромеханічного типу. Вибір елемента визначається діапазоном перенастроювання та потужністю. В більшості випадків використовують електродвигун, зв'язаний з валом ротора конденсатора. З співвідношень (5.54) та (5.55) виходить, що для оптимального узгодження необхідно настроїти обидва елементи УП. Для настроювання УП можна використовувати систему самонастроювання, яка використовує екстремальний характер залежності потужності від параметрів настроювання, та звичайну систему автоматичної стабілізації параметрів, основу на фазових співвідношеннях сигналів, які проходять через АФП.

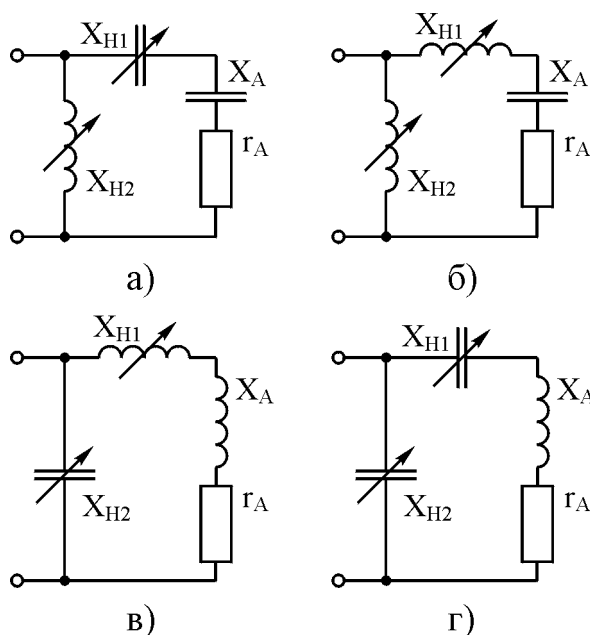


Рис.5.20. Схеми узгоджувальних пристроїв: а, в – з настроюванням ємністю та індуктивністю; б – з настроюванням індуктивністю; г – з настроюванням ємністю



Оскільки узгоджувальний пристрій має два елементи настроювання, то для настроювання УП необхідно використовувати два контури автоматичного керування: один для настроювання X_{H1} , а другий – для настроювання X_{H2} . В деяких випадках, наприклад, при невеликому перекритті за діапазоном, один з параметрів антени змінюється незначно, достатньо настроювання тільки одного елемента УП.

Розглянемо екстремальну систему настроювання УП за двома параметрами з параметричною модуляцією (рис.5.21). Така система складається з двох контурів керування, кожен з яких здійснює пошук оптимального значення одного з параметрів настроювання для отримання максимальної коливальної потужності в антені. В кожному з контурів керування є по одному елементу керування та по одному модулятору параметра.

Перший контур керування (ПКК) складається з амплітудного детектора (АД), смугового фільтра (СФ1), фазового дискримінатора (ФД1), фільтра низьких частот (ФНЧ1), генератора (G1) пошукових коливань з частотою f_1 , модулятора параметра (МП1) та елемента керування (ЕК1). За допомогою ПКК регулюється параметр X_{H1} , який забезпечує настроювання коливального контуру в резонанс на частоту вхідного сигналу. Амплітудний детектор є датчиком ПКК. Він підключений паралельно коливальному контуру, який складається з УП та антени. Напруга на виході смугового фільтра СФ1 пропорційна зміні амплітуди напруги на контурі, яка викликана дією модулятора параметра МП1.

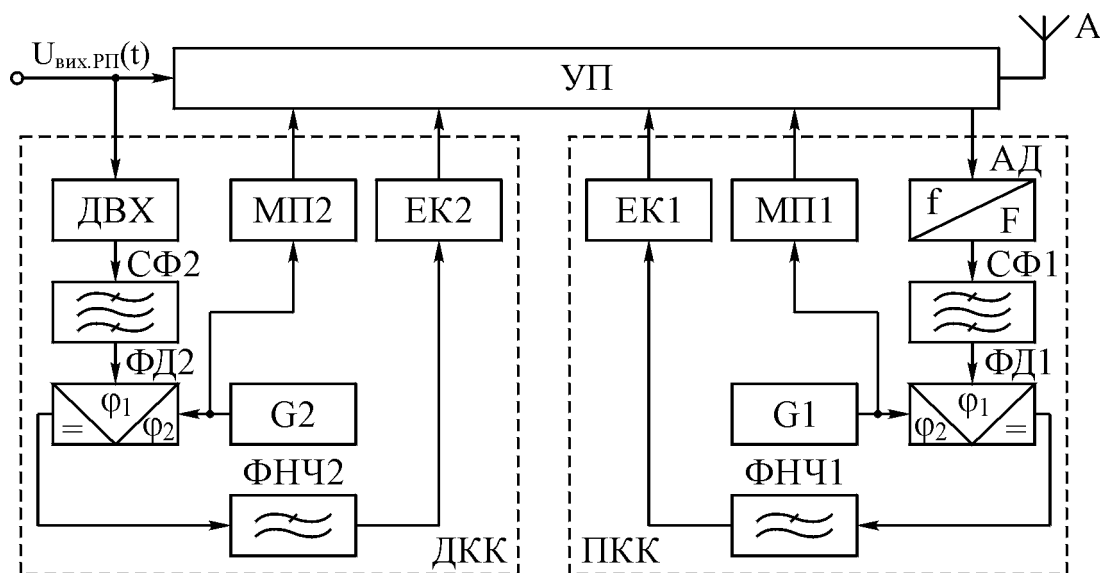


Рис.5.21. Схема настроювання узгоджувального пристрою за двома параметрами з параметричною модуляцією

Другий контур керування (ДКК) забезпечує регулювання параметра X_{H2} та рівність еквівалентного опору контуру хвильовому опору фідера. Дат-



чиком для цього контуру є датчик відбитої хвилі (ДВХ), який є амплітудним детектором, підключеним до фідера за допомогою спеціального кола зв'язку, що вимірює параметри тільки відбитої хвилі, яка поширюється у фідері від антени до радіопередавача. Другий контур керування містить також смуговий фільтр (СФ2), фазовий дискримінатор (ФД2), фільтр низьких частот (ФНЧ2), генератор (G2) пошукових коливань з частотою f_2 , модулятор параметра (МП2) та елемент керування (ЕК2).

Смугові фільтри СФ1 та СФ2 виключають взаємний вплив пошукових сигналів двох контурів керування.

Аналіз відгуку системи екстремального керування (СЕК) на дію пошукових сигналів, які підводяться до об'єкта керування за допомогою модуляторів параметрів, реалізуються фазовими дискримінаторами ФД1 та ФД2. Таким чином, кожний з контурів керування СЕК аналогічний системі з параметричною модуляцією (рис.5.17).

Далі розглянемо систему автоматичного настроювання УП з двома контурами керування при стабілізації параметрів. Таку систему автоматичного настроювання УП можна побудувати за принципом стабілізації двох параметрів: фази сигналу та модуля вхідного опору (рис.5.22).

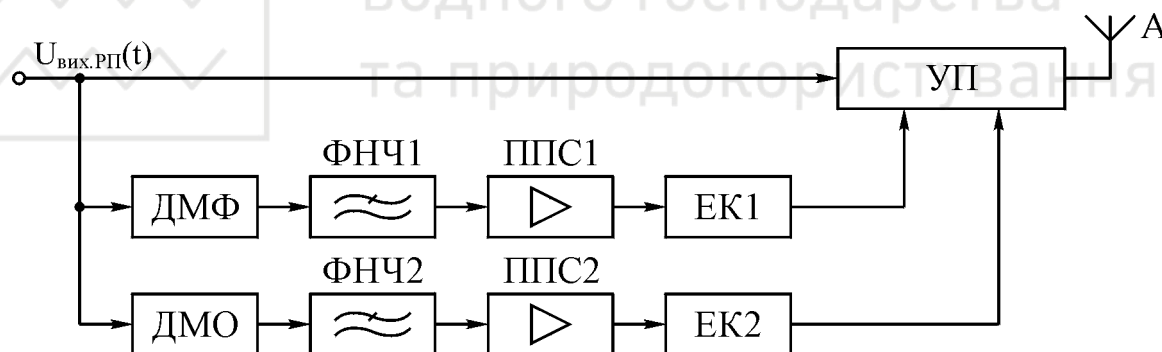


Рис.5.22. Схема настроювання узгоджувального пристрою при стабілізації двох параметрів

Перший контур автоматичного керування складається з датчика модуля фази (ДМФ), фільтра низьких частот (ФНЧ1), підсилювача постійного струму (ППС1) та елемента керування (ЕК1), який забезпечує зміну параметра X_{H1} . Другий контур складається з датчика модуля опору (ДМО), фільтра низьких частот (ФНЧ2), підсилювача постійного струму (ППС2) та елемента керування (ЕК2), який забезпечує зміну параметра X_{H2} . Перший контур керування забезпечує настроювання контуру узгоджувального пристрою в резонанс з частотою сигналу радіопередавача $U_{\text{вих.РП}}(t)$. За своєю побудовою цей контур керування аналогічний системі АНК зі стабілізацією фази сигналу (рис.5.19). Другий контур керування забезпечує автоматичну стабілізацію



модуля вхідного опору контуру, складеного з УП та антени. Цей опір повинен дорівнювати хвильовому опору фідера W .

Крім розглянутих систем автоматичного керування радіопередавальних пристроїв, відомі автоматичні системи радіопередавачів НВЧ діапазону, розглянуті в роботах [39, 47].

5.8. Системи фазового автопідстроювання

Системи фазового автопідстроювання (ФАП) призначені для узгодження (або ідентифікації) фаз змінних напруг та виключення паразитного фазового зсуву в підсилювачах (особливо при використанні в якості антени фазової антенної решітки) [15, 19, 34].

Розглянемо побудову системи ФАП зі зворотним зв'язком (рис.5.23). На входи першого та другого каналів подаються опорна $U_1(t) = U_m \cos[\omega t + \varphi_1(t)]$ та вхідна $U_2(t) = U_m \cos[\omega t + \varphi_2(t)]$ напруги однакової частоти, зсунуті за фазою на кут $\alpha = \varphi_1 - \varphi_2$, який в загальному випадку є функцією часу. Задача системи ФАП – забезпечити рівність фаз цих напруг. До складу системи входять фазовий дискримінатор (ФД), згладжувальний фільтр (фільтр низьких частот) ФНЧ та керований фазообертач ФО. Якщо ФД має косинусну статичну характеристику, то напруга на його виході дорівнює нулю, якщо фазовий зсув між його вхідними напругами дорівнює 90° . Для того, щоб система ФАП підтримувала рівність фаз вхідних напруг, слід напругу $U_2(t)$ подати через елемент постійного фазового зсуву на 90° та отримати синусну статичну характеристику ФД. При рівності фаз напруг $U_1(t)$ та $U_2(t)$ напруга $U_{\text{ФНЧ}}(t)$ на виході ФНЧ дорівнює нулю. При появі фазового зсуву між цими напругами на виході ФНЧ виникає напруга керування $U_{\text{ФНЧ}}(t) \neq 0$, пропорційна $\sin \alpha(t)$. Ця напруга подається на фазообертач ФО, який під її впливом повинен створити фазовий зсув напруги $U_2(t)$ для зменшення різниці фаз між напругами $U_1(t)$ та $U_2(t)$ до нуля.

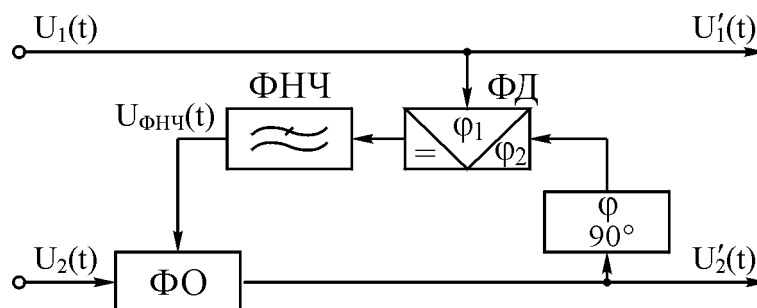


Рис.5.23. Спрощена функціональна схема системи ФАП

Крім того, часто потрібно, щоб ФО не вносив змін в амплітуду напруги $U_2(t)$, тобто амплітуда напруги $U'_2(t)$ на виході ФО не повинна залежати від



напруги керування $U_{\text{ФНЧ}}(t)$. Розроблені фазообертачі, які складаються з прямого та квадратурного каналів з керованим коефіцієнтом передачі в одному з них, не відповідають цим вимогам. Тому доцільно побудувати систему ФАП з фазообертачем, в якому можна керувати коефіцієнтом підсилення обох каналів за косинусним або синусним законом ($\cos \alpha(t)$ або $\sin \alpha(t)$) або близькими до них. В цьому випадку можна реалізувати зсув фази напруги $U'_2(t)$ від 0 до 2π у відповідності зі змінами $\alpha(t)$ без зміни її амплітуди. Якщо

$$\left. \begin{aligned} U_1(t) &= U_{m1} \cos [\omega t + \varphi_1(t)] \\ U_2(t) &= U_{m2} \cos [\omega t + \varphi_2(t)] \end{aligned} \right\}, \quad (5.56)$$

то при подачі на входи помножувачів П1 та П2 (рис.5.24) напруг керування $\cos \alpha(t)$ та $\sin \alpha(t)$ на їх виходах отримаємо такі напруги:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{П1}}(t) &= U_{m2} \cos [\omega t + \varphi_2(t)] \cos \alpha(t) \\ U_{\text{П2}}(t) &= U_{m2} \cos [\omega t + 90^\circ + \varphi_2(t)] \sin \alpha(t) \end{aligned} \right\} \quad (5.57)$$

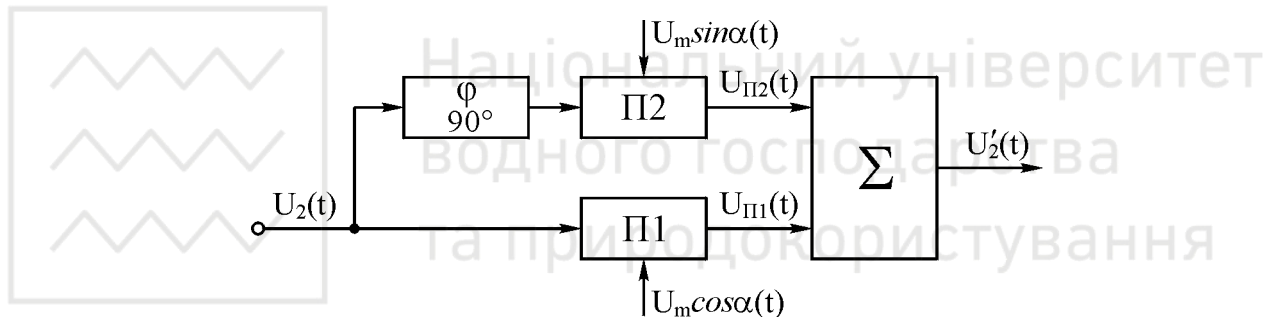


Рис.5.24. Функціональна схема керованого фазообертача

Вихідну напругу керованого фазообертача можна отримати в результаті складання в суматорі вихідних напруг помножувачів, тобто

$$U'_2(t) = U_{\text{П1}}(t) + U_{\text{П2}}(t) = U_{m2} \cos [\omega t + \varphi_2(t) + \alpha(t)].$$

Врахувавши, що $\alpha(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$, запишемо $U'_2(t) = U_{m2} \cos [\omega t + \varphi_1(t)]$, тобто керований фазообертач, повернувши вектор напруги $U_2(t)$ на кут фазового зсуву $\alpha(t)$ вхідних напруг, забезпечує рівність фаз напруг $U_1(t)$ та $U_2(t)$, не змінюючи при цьому амплітуду напруги $U'_2(t)$.

Таким чином, при побудові системи ФАП задача полягає в генерації напруг керування, пропорційних $\cos \alpha(t)$ та $\sin \alpha(t)$ або близьких до них [15].

В системах з керуванням за відхиленням такі напруги керування можна отримати за допомогою функціональних перетворювачів, які перетворюють кут або напругу, відповідну цьому куту, в косинусоїдальну або синусоїдальну функції.

Електромеханічна система ФАП. До складу такої системи (рис.5.25) входять елементи фазового зсуву на 90° , фазовий дискримінатор



(ФД), фільтр низьких частот (ФНЧ), підсилювач постійного струму (ППС), виконавчий електродвигун (М) з редуктором (Ред.), та керований фазообертач (ФО), який складається з прямого (помножувач П1) та квадратурного (елемент фіксованого фазового зсуву напруги $U_2(t)$ на 90° і помножувач П2) каналів, суматора фазообертача та косинусного $\cos \beta$ і синусного $\sin \beta$ функціональних потенціометрів.

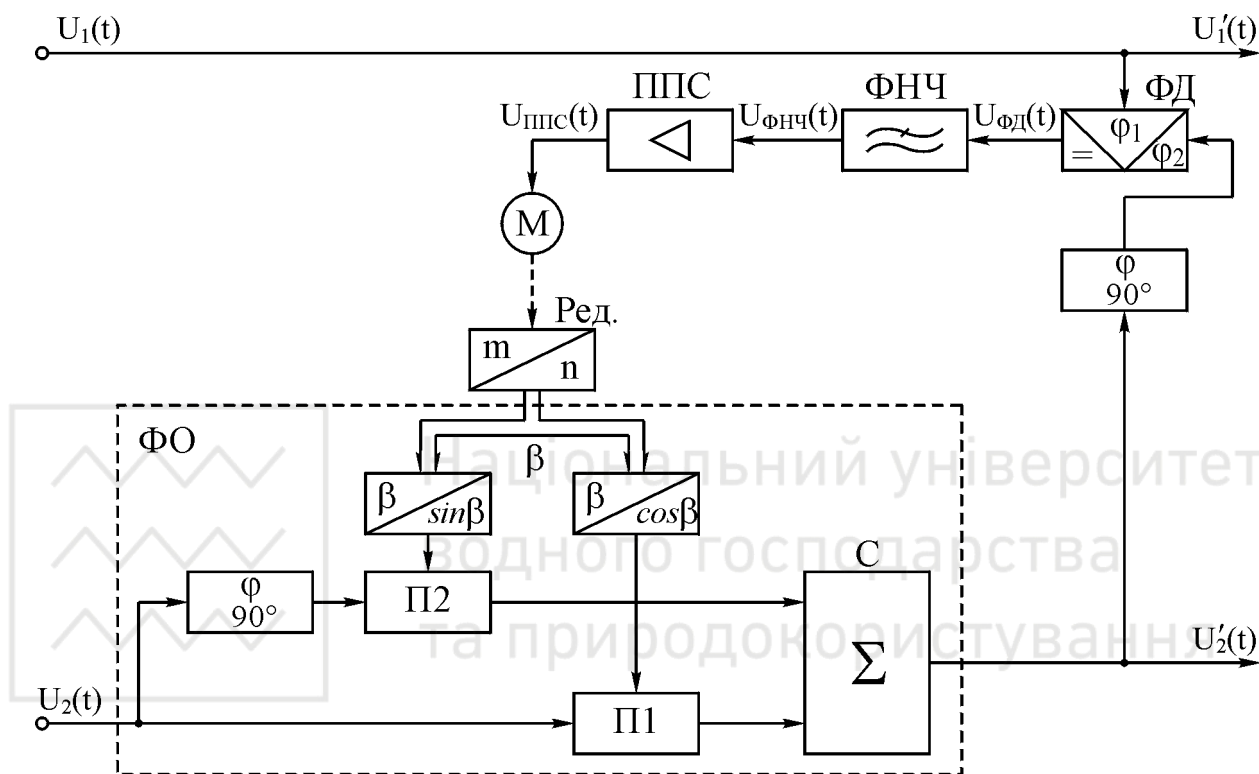


Рис.5.25. Функціональна схема електромеханічної системи ФАП з керуванням за відхиленням

При проходженні напруги $U_2(t) = U_{m2} \cos[\omega t + \varphi_2(t)]$ через фазообертач її фаза зсувається на кут β , тому $U'_2(t) = U_{m2} \cos[\omega t + \varphi_2(t) + \beta(t)]$. Різниця фаз між напругами $U'_1(t)$ та $U'_2(t)$

$$\theta(t) = \varphi_1(t) - [\varphi_2(t) + \beta(t)] = \alpha(t) - \beta(t).$$

При $\beta = \alpha$ різниця фаз $\theta(t) = 0$, тобто напруги $U'_2(t)$ та $U'_1(t)$ збігаються за фазою, напруга на виході ФНЧ дорівнює нулю, електродвигун М не обертається, а система знаходиться в стані рівноваги. При виникненні фазового зсуву між напругами $U_1(t)$ та $U_2(t)$ [$\theta(t) \neq 0$], наприклад, за рахунок зміни стрибком фази $\varphi_1(t)$ напруги $U_1(t)$, на виході ФНЧ виникає напруга $U_{\text{ФНЧ}}(t)$, яка пропорційна куту $\theta(t)$ – похибці системи. При використанні звичайного ФД напруга $U_{\text{ФНЧ}}(t)$ пропорційна $\sin \theta(t)$, тобто $U_{\text{ФНЧ}}(t)$ при малих $\theta(t)$ пропорційна похибці системи. Далі напруга $U_{\text{ФНЧ}}(t)$ через ППС пот-

рапляє на електродвигун М, що починає обертатися і через редуктор повертає косинусний та синусний потенціометри, змінюючи кут β повороту їх щіток. Напруги потенціометрів $U_m \cos \beta(t)$ та $U_m \sin \beta(t)$ подаються на помножувачі П1 та П2 фазообертача, змінюючи кут $\beta(t)$ фазового зсуву напруги $U'_2(t)$ до того, поки напруга $U_{\text{ППС}}(t)$, що потрапляє на електродвигун М, не буде дорівнювати нулю. Це можливо тільки тоді, коли фаза напруги $U'_2(t)$ дорівнює фазі напруги $U_1(t)$, тобто $\theta(t) = 0$, а $\beta = \alpha$.

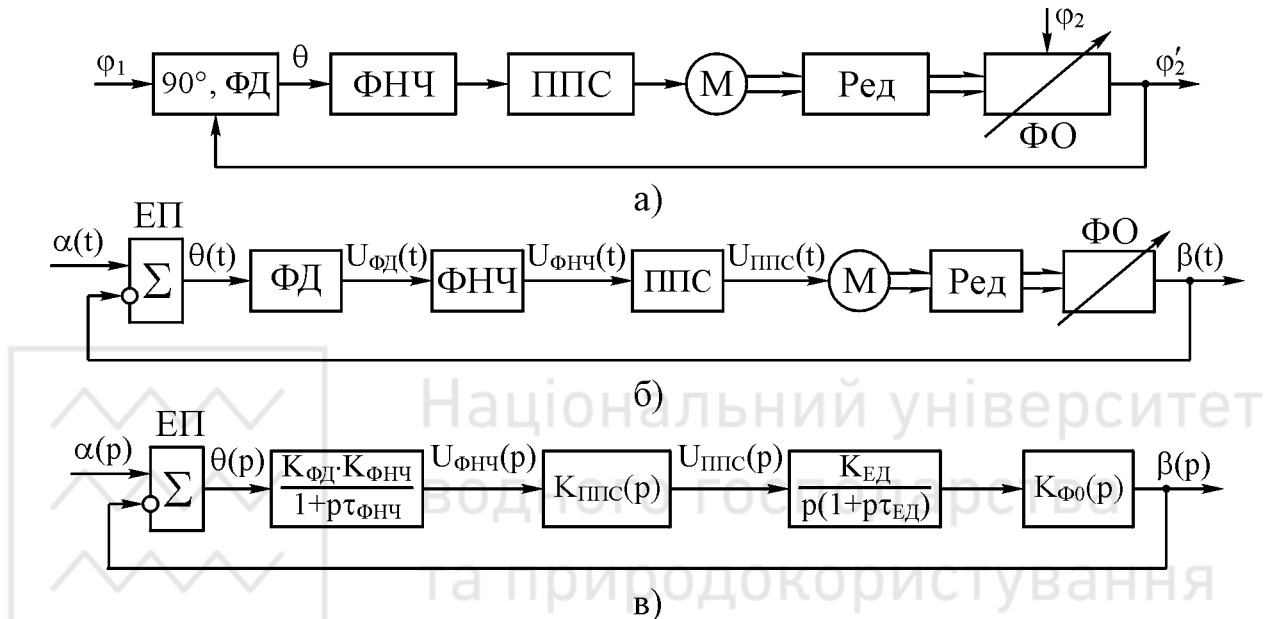


Рис.5.26. Схеми електромеханічної системи ФАП: а, б – спрощені функціональні; в – еквівалентна структурна

Спрощена функціональна схема системи ФАП (рис.5.25) наведена на рис.5.26, а. Маючи на увазі, що $\alpha = \varphi_1 - \varphi_2$, $\varphi'_2 = \varphi_2 + \beta$, знайдемо похибку системи

$$\theta(t) = \varphi_1(t) - \varphi'_2(t) = \alpha(t) + \varphi_2(t) - \varphi_2(t) - \beta(t) = \alpha(t) - \beta(t),$$

тобто різниця між фазами $\varphi_1(t)$ та $\varphi'_2(t)$ вихідних напруг системи ФАП $U_1(t)$ та $U'_2(t)$ (похибка системи) дорівнює різниці між фазовим зсувом $\alpha(t)$ вхідних напруг $U_1(t)$ та $U_2(t)$ і кутом фазового зсуву $\beta(t)$ напруги $U'_2(t)$, що вноситься фазообертачем. При зменшенні $\theta(t) = \alpha(t) - \beta(t)$ можна зменшити різницю фаз між вихідними напругами $\theta(t) = \varphi_1(t) - \varphi'_2(t)$. Тому вхідною дією системи можна вважати різницю фаз $\alpha(t)$ між вхідними напругами $U_1(t)$ та $U_2(t)$, а керованою величиною – кут фазового зсуву $\beta(t)$ напруги $U'_2(t)$, що вноситься фазообертачем. Задача системи ФАП – змінити кут фазового зсуву $\beta(t)$ напруги $U'_2(t)$, що вноситься фазообертачем, у відповідності зі зміною різниці фаз $\alpha(t)$ між вхідними напругами $U_1(t)$ та $U_2(t)$. В схемі на



рис.5.26, б елемент фазового зсуву на 90^0 та ФД представлені у вигляді послідовного з'єднання елемента порівняння (ЕП), який виконує функцію віднімання $\theta(t) = \alpha(t) - \beta(t)$, та перетворювача ФД кута фазового неузгодження $\theta(t)$ в напругу $U_{\text{ФД}}(t)$ (при малих $\theta(t)$ $U_{\text{ФД}}(t) \approx K_{\text{ФД}} \theta(t)$).

Функціональній схемі системи ФАП (рис.5.26, б) відповідає еквівалентна структурна схема – математична модель системи (рис.5.26, в), для якої прийняті такі позначення: $K_{\text{ФД}}$ – коефіцієнт передачі ФД; $K_{\text{ППС}}(p) = K_{\text{ППС}}$;

$$K_{\text{ФНЧ}}(p) = \frac{K_{\text{ФНЧ}}}{1 + p\tau_{\text{ФНЧ}}}; \quad K_{\text{ЕД}}(p) = \frac{K_{\text{ЕД}}}{p(1 + p\tau_{\text{ЕД}})}; \quad K_{\text{ФО}}(p) \text{ – передаточні функції}$$

ППС, ФНЧ, електродвигуна та фазообертача з косинусним та синусним перетворювачами відповідно.

Оскільки фазовий зсув напруги $U_2'(t)$, що вноситься фазообертачем, дорівнює куту $\theta(t)$ повороту вала редуктора та щіток потенціометрів, то передаточна функція фазообертача $K_{\text{ФО}}(p) = 1$. Передаточна функція системи в розімкненому стані

$$K_{\text{роз}}(p) = \frac{\beta(p)}{\theta(p)} = \frac{K_{\text{ФД}} K_{\text{ФНЧ}} K_{\text{ППС}} K_{\text{ЕД}}}{p(1 + p\tau_{\text{ФНЧ}})(1 + p\tau_{\text{ЕД}})} = \frac{K_{\text{роз}}}{p(1 + p\tau_{\text{ФНЧ}})(1 + p\tau_{\text{ЕД}})}. \quad (5.58)$$

Передаточна функція системи для похибки

$$K_{\theta}(p) = \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{1}{1 + K_{\text{роз}}(p)} = \frac{p(1 + p\tau_{\text{ФНЧ}})(1 + p\tau_{\text{ЕД}})}{p(1 + p\tau_{\text{ФНЧ}})(1 + p\tau_{\text{ЕД}}) + K_{\text{роз}}} = p K_{\theta_0}(p), \quad (5.59)$$

$$\text{де } K_{\theta_0}(p) = \frac{(1 + p\tau_{\text{ФНЧ}})(1 + p\tau_{\text{ЕД}})}{p(1 + p\tau_{\text{ФНЧ}})(1 + p\tau_{\text{ЕД}}) + K_{\text{роз}}}.$$

Порядок астатизму системи визначається степенем ν оператора p , який є спільним множником передаточної функції для похибки $K_{\theta}(p)$. Оскільки в співвідношенні для $K_{\theta}(p)$ $\nu = 1$, то розглянута система є астатичною з астатизмом першого порядку відносно дії $\alpha(t)$.

Визначимо похибки системи ФАП в усталеному режимі для ступінчатого $[\alpha(t) = \alpha_0]$ та лінійного $[\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t]$ законів зміни різниці фаз $\alpha(t)$ між вхідними напругами $U_1(t)$ та $U_2(t)$. З співвідношення (5.59) знаходимо $\theta(p) = K_{\theta}(p)\alpha(p)$. Згідно з теоремою операційного числення про кінцеве значення оригіналу

$$\theta_{\text{уст}}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p\theta(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p K_{\theta_0}(p) p^{\nu} \alpha(p). \quad (5.60)$$

Для системи з астатизмом першого порядку

$$\theta_{\text{уст}}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p^2 K_{\theta_0}(p) \alpha(p). \quad (5.61)$$



При зміні різниці фаз $\alpha(t)$ за законом східчастої функції $\alpha(t) = \alpha_0$ зображення за Лапасом дорівнює $\alpha(p) = \frac{\alpha_0}{p}$. Підставивши значення $\alpha(p)$ в співвідношення (5.61), отримаємо

$$\theta_{уст}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p^2 K_{\theta_0}(p) \frac{\alpha_0}{p} = 0, \quad (5.62)$$

тобто усталена похибка системи ФАП з астатизмом першого порядку при східчастій зміні різниці фаз $\alpha(t)$ вхідних напруг дорівнює нулю.

Якщо різниця фаз $\alpha(t)$ змінюється за лінійним законом $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t$, то похибку в усталеному режимі отримаємо, підставивши в співвідношення (5.61) зображення за Лапасом $\alpha(p) = L\{\alpha_0 + \alpha_1 t\} = \frac{\alpha_0}{p} + \frac{\alpha_1}{p^2}$, тобто

$$\theta_{уст}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p^2 K_{\theta_0}(p) \left[\frac{\alpha_0}{p} + \frac{\alpha_1}{p^2} \right] = K_{\theta_0}(0) \alpha_1 = \frac{\alpha_1}{K_{роз}},$$

тобто в системі ФАП з астатизмом першого порядку при зміні з сталою швидкістю α_1 різниці фаз $\alpha(t)$ вхідних напруг $U_1(t)$ та $U_2(t)$ виникає постійна усталена швидкісна похибка, пропорційна α_1 .

Похибки, що викликані другою та більш високими похідними від $\alpha(t)$, в такій системі враховуються протягом часу існування цих похідних.

Електронна система ФАП. Електромеханічну систему ФАП, в якій в якості інтегрувального елемента, що робить систему астатичною, використовується електродвигун, можна використовувати для синфазування двох гармонічних напруг при повільних змінах різниці $\alpha(t)$ їх фаз. При швидкій зміні фаз напруг замість електродвигуна та функціональних потенціометрів слід використовувати електронний інтегратор І та функціональні синусний та косинусний перетворювачі (рис.5.27, а).

При $\theta(t) \neq 0$, де $\theta(t) = \varphi_1(t) - [\varphi_2(t) + \beta(t)] = \alpha(t) - \beta(t)$; $\varphi_2(t) + \beta(t) = \varphi'_2(t)$, напруга $U_{ппс}(t)$ з виходу підсилювача постійного струму потрапляє на електронний інтегратор І та викликає на його виході відповідні зміни напруги $U_I(t)$. При $U_{ппс}(t) = \text{const}$ напруга $U_I(t)$ змінюється за лінійним законом. Вихідна напруга інтегратора перетворюється функціональними перетворювачами \cos та \sin в напруги керування $U_m \cos U_I(t)$ та $U_m \sin U_I(t)$, які потрапляють на помножувачі П1 та П2 фазообертача ФО і повертають вектор напруги $U'_2(t)$ (змінюючи кут $\beta(t)$ її повороту) доти, поки напруга $U_{ппс}(t)$ не буде дорівнювати нулю, що можливо тільки при $\theta(t) = 0$, тобто при рівності початкових фаз напруг $U_1(t)$ та $U'_2(t)$.

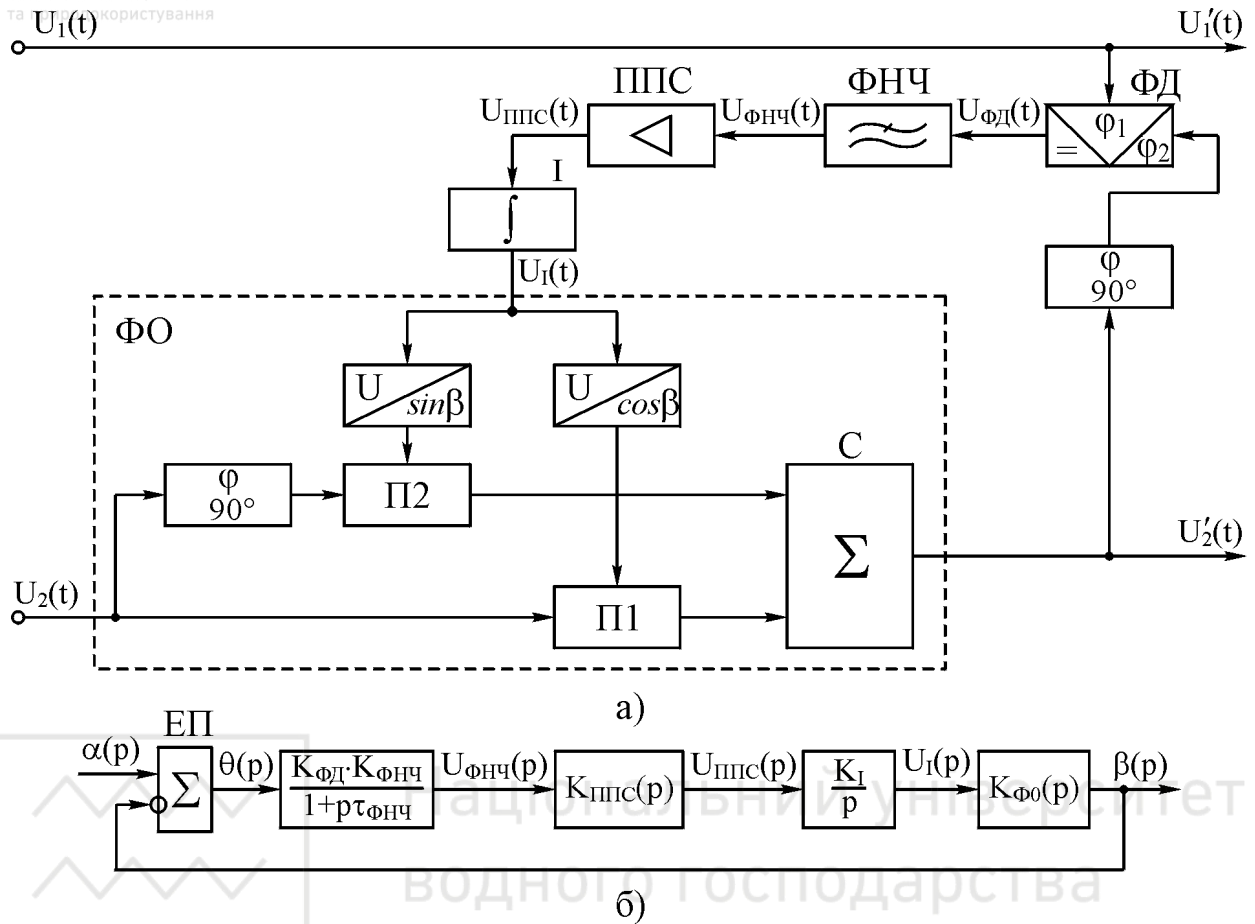


Рис.5.27. Схеми електронної системи ФАП: а – функціональна;
б – еквівалентна структурна

Враховуючи, що $K_{\Phi O}(p)=1$ (коефіцієнт відповідності напруги $U_1(t)$ та кута $\beta(t)$ зручно враховувати при визначенні коефіцієнта передачі інтегратора K_I), запишемо передаточну функцію системи в розімкненому стані (рис.5.27, б)

$$K_{\text{роз}}(p) = \frac{\beta(p)}{\theta(p)} = \frac{K_{\Phi D} K_{\Phi H \check{C}} K_{\text{ППС}} K_I}{p(1 + p\tau_{\Phi H \check{C}})} = \frac{K_{\text{роз}}}{p(1 + p\tau_{\Phi H \check{C}})}. \quad (5.63)$$

Передаточна функція системи для похибки

$$K_{\theta}(p) = \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{1}{1 + K_{\text{роз}}(p)} = \frac{p(1 + p\tau_{\Phi H \check{C}})}{p(1 + p\tau_{\Phi H \check{C}}) + K_{\text{роз}}}. \quad (5.64)$$

З цих формул видно, що електронна система ФАП також має астатизм першого порядку, однак вона менш інерційна, ніж електромеханічна, тому що $\tau_{\Phi H \check{C}} \ll \tau_{\text{ЕД}}$. Як і в електромеханічній системі, в електронній виключається похибка в усталеному режимі при східчастій зміні різниці фаз $\alpha(t)$ входних напруг $U_1(t)$ та $U_2(t)$, а швидкісна похибка при $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t$ дорівнює $\theta_{\text{уст}}(t) = \frac{\alpha_1}{K_{\text{роз}}}$.



Електронна розімкнена система ФАП. При подачі на фазообертач напруг керування, які змінюються за законом \cos та \sin , фаза напруги $U_2'(t)$ на виході фазообертача зсувається на кут $\alpha(t)$ відносно напруги $U_2(t)$ на його вході. Якщо напруги $U_1(t)$ та $U_2(t)$ зсунуті за фазою на кут $\alpha(t)$, то напруги керування $U_m \cos \alpha(t)$ та $U_m \sin \alpha(t)$ можна отримати за допомогою двох ФД та двох ФНЧ, які мають косинусну (ФД1 та ФНЧ1) та синусну (90° , ФД2, ФНЧ2) статичні характеристики (рис.5.28, а).

Фазові дискримінатори ФД1 та ФД2 разом з фільтрами низьких частот перетворюють різницю фаз $\alpha(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$ напруг $U_1(t) = U_m \cos[\omega t + \varphi_1(t)]$ та $U_2(t) = U_m \cos[\omega t + \varphi_2(t)]$ в усталеному статичному режимі в напруги пропорційно косинусу $U_m \cos \alpha(t)$ та синусу $U_m \sin \alpha(t)$ цієї різниці фаз. Тому ФД1 та ФД2 можна представити у вигляді послідовного з'єднання елементів порівняння ЕП1 та ЕП2, що виконують операцію віднімання $\alpha(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$, та перетворювачів ФД1 та ФД2, які разом з фільтрами низьких частот ФНЧ1 та ФНЧ2 в статичному усталеному режимі формують напруги пропорційно косинусу та синусу цього кута: $U_m \cos \alpha(t)$ та $U_m \sin \alpha(t)$ (рис.5.28, б). Тому в статичному усталеному режимі (наприклад, при закінченні перехідного процесу при зміні різниці фаз $\alpha(t)$ за законом східчастої функції) фазообертач зсуває напругу $U_2(t)$ за фазою на кут $\beta(t)$, який дорівнює куту $\alpha(t)$. Проаналізуємо структурну схему, наведену на рис.5.28, в. Будемо вважати, що $K_{\Phi O}(p) = 1$. Коефіцієнти підсилення фазових дискримінаторів $K_{\Phi D}$ та фільтрів низьких частот $K_{\Phi НЧ}$ не впливають на кут фазового зсуву напруг (від них залежить лише амплітудне значення U_m косинусної та синусної функцій), тому приймаємо $K_{\Phi D} K_{\Phi НЧ} = 1$ (рис.5.28, в).

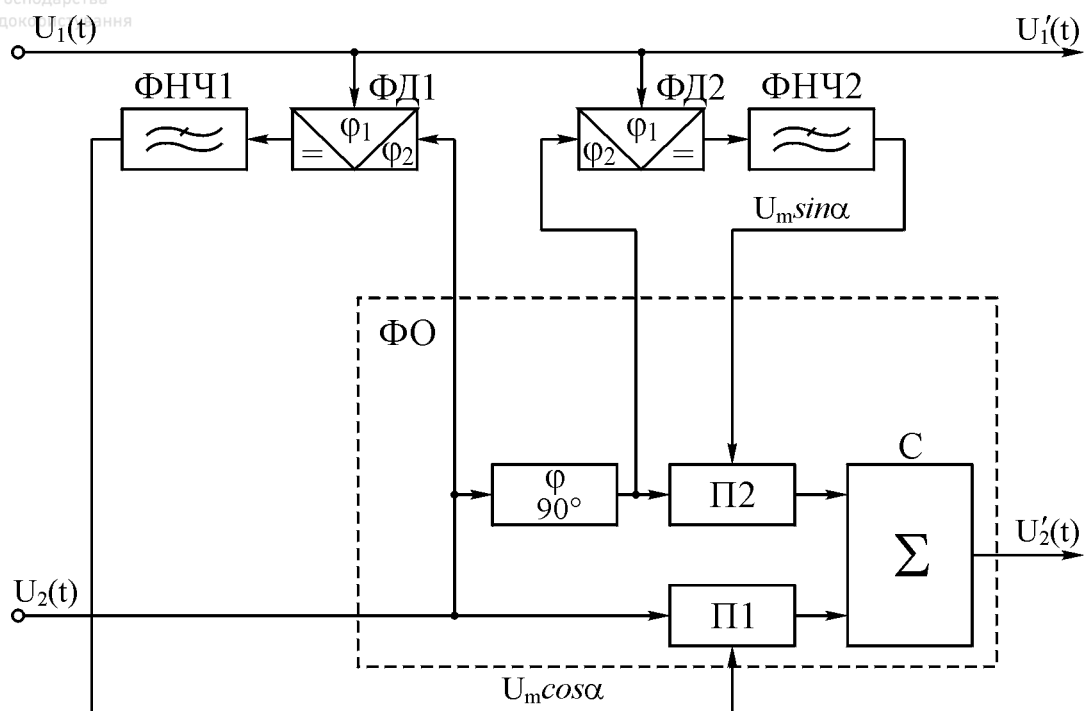
Визначимо усталені значення $\beta(t)$ при наступних законах зміни різниці фаз між вхідними напругами $U_1(t)$ та $U_2(t)$: 1) $\alpha(t) = \alpha_0$; 2) $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t$; 3) $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2$.

Скористаємось методом коефіцієнтів розкладання передаточної функції в степеневий ряд. Для рис.5.28, г запишемо

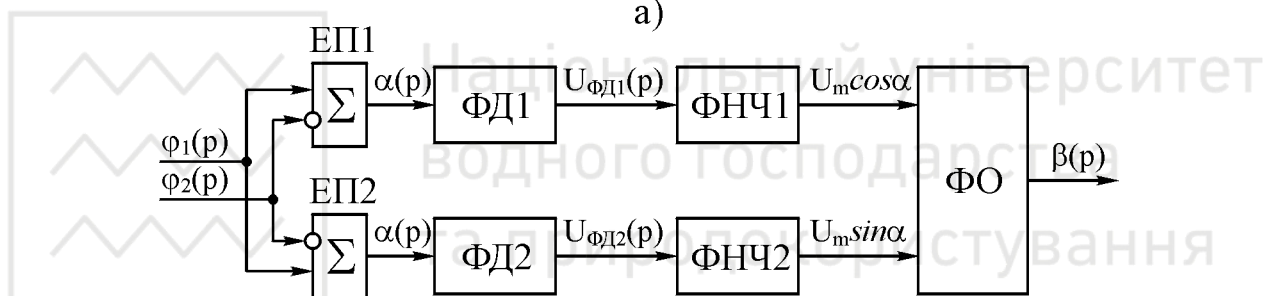
$$\beta(p) = \frac{1}{1 + p \tau_{\Phi НЧ}} \alpha(p). \quad (5.65)$$

Розкладемо передаточну функцію в степеневий ряд виду

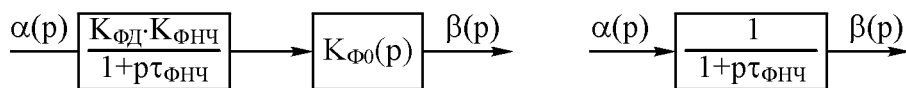
$$\frac{1}{1 + p \tau_{\Phi НЧ}} = D_0 + D_1 p + \frac{1}{2!} D_2 p^2 + \frac{1}{3!} D_3 p^3 + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k p^k. \quad (5.66)$$



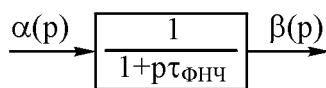
а)



б)



в)



г)

Рис.5.28. Схеми розімкненої електронної системи ФАП: а, б – функціональні; в, г – еквівалентні структурні

Перепишемо співвідношення (5.65) у вигляді

$$\begin{aligned} \beta(p) &= D_0 \alpha(p) + D_1 p \alpha(p) + \frac{1}{2!} D_2 p^2 \alpha(p) + \frac{1}{3!} D_3 p^3 \alpha(p) + \dots = \\ &= \alpha(p) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k p^k. \end{aligned} \quad (5.67)$$

Цей ряд сходиться біля точки $p=0$. Тоді сходиться і ряд, який при $t \rightarrow \infty$ є оригіналом ряду (5.67), тобто

$$\begin{aligned} \beta_{уст}(t) &= D_0 \alpha(t) + D_1 \frac{d\alpha(t)}{dt} + \frac{1}{2!} D_2 \frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} + \frac{1}{3!} D_3 \frac{d^3\alpha(t)}{dt^3} + \dots = \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k \frac{d^{(k)}\alpha(t)}{dt^k}. \end{aligned} \quad (5.68)$$



Коефіцієнти розкладання визначимо з співвідношення

$$1 = (1 + p\tau_{\text{ФНЧ}}) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} D_k p^k. \quad (5.69)$$

Прирівнявши коефіцієнти лівої та правої частин рівняння (5.69) при однакових степенях p , отримаємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} 1 = D_0; \\ 0 = D_0\tau_{\text{ФНЧ}} + D_1; \\ 0 = D_1\tau_{\text{ФНЧ}} + 0.5D_2, \end{cases} \quad (5.70)$$

звідки знаходимо $D_0 = 1$; $D_1 = -\tau_{\text{ФНЧ}}$; $D_2 = 2\tau_{\text{ФНЧ}}^2$.

Розглянемо значення похибки системи при різних вхідних діях.

1. Якщо $\alpha(t) = \alpha_0$, то $\frac{d\alpha(t)}{dt} = \frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} = \dots = 0$. Згідно з співвідношенням

(5.68) $\beta_{\text{уст}}(t) = D_0 \alpha(t) = \alpha_0$, тобто при зміні стрибком різниці фаз на величину α_0 система зсуне за фазою напругу $U_2(t)$ на такий самий кут та в усталеному режимі відтворить синфазність напруг $U_1(t)$ та $U_2'(t)$.

2. При $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t$ похідні будуть дорівнювати $\frac{d\alpha(t)}{dt} = \alpha_1$; $\frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} = \frac{d^3\alpha(t)}{dt^3} = \dots = 0$. Перепишемо співвідношення (5.68) у вигляді

$$\beta_{\text{уст}}(t) = D_0 \alpha(t) + D_1 \frac{d\alpha(t)}{dt} = \alpha_0 + \alpha_1 t - \tau_{\text{ФНЧ}} \alpha_1,$$

тобто при лінійній зміні різниці фаз виникає стала за величиною похибка $\tau_{\text{ФНЧ}} \alpha_1$, пропорційна швидкості зміни різниці фаз між вхідними напругами.

3. Якщо $\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2$, то $\frac{d\alpha(t)}{dt} = \alpha_1 + 2\alpha_2 t$; $\frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} = 2\alpha_2$, а по-

хідні більш високих порядків дорівнюють нулю. Згідно з формулою (5.68)

$$\begin{aligned} \beta_{\text{уст}}(t) &= D_0 \alpha(t) + D_1 \frac{d\alpha(t)}{dt} + \frac{1}{2} D_2 \frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} = \alpha_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2 - \tau_{\text{ФНЧ}} (\alpha_1 + 2\alpha_2 t) + \\ &+ 2\tau_{\text{ФНЧ}}^2 \alpha_2 = \alpha_0 - \tau_{\text{ФНЧ}} (\alpha_1 - 2\tau_{\text{ФНЧ}} \alpha_2) + (\alpha_1 - 2\tau_{\text{ФНЧ}} \alpha_2) t + \alpha_2 t^2, \end{aligned}$$

тобто при рівноприскореній зміні $\alpha(t)$ виникає часова похибка $\theta(t) = -\tau_{\text{ФНЧ}} (\alpha_1 + 2\alpha_2 t) + 2\tau_{\text{ФНЧ}}^2 \alpha_2$, що збільшується з часом.

На основі аналізу похибок розімкненої системи ФАП можна зробити висновок, що вона є астатичною системою з астатизмом першого порядку, тому що в усталеному режимі виключається лише похибка при східчастій зміні різниці фаз $\alpha(t)$, а при зміні $\alpha(t)$ з сталою швидкістю α_1 виникає стала за величиною швидкісна похибка, пропорційна α_1 .



Будь-яка розімкнена система чутлива до відхилень параметрів елементів системи. Наприклад, при відхиленні статичних характеристик фазових дискримінаторів від ідеальних косинусної та синусної виникає статична похибка.

Контрольні запитання

1. Що таке слідкувальні системи і як вони використовуються в пристроях радіоавтоматики?
2. Наведіть структурну схему потенціометричної слідкувальної системи та поясніть принцип її роботи.
3. Знайдіть умови стійкості потенціометричної слідкувальної системи.
4. Наведіть класифікаційні ознаки потенціометричної слідкувальної системи.
5. Охарактеризуйте призначення систем автоматичного регулювання підсилення.
6. Чому системи автоматичного регулювання підсилення без зворотного зв'язку не використовуються на практиці?
7. Назвіть особливості систем автоматичного регулювання підсилення зі зворотним зв'язком.
8. Охарактеризуйте основні особливості динамічного режиму роботи систем автоматичного регулювання підсилення.
9. Наведіть функціональну та структурну схеми статичної системи частотного автопідстроювання частоти та проаналізуйте її роботу.
10. Наведіть функціональну та структурну схеми астатичної системи частотного автопідстроювання частоти.
11. Наведіть функціональну та структурну схеми комбінованої системи частотного автопідстроювання частоти з астатизмом першого порядку.
12. Наведіть функціональну та структурну схеми комбінованої системи частотного автопідстроювання частоти з астатизмом другого порядку та проаналізуйте її роботу.
13. Наведіть функціональну та структурну схеми системи фазового автопідстроювання частоти.
14. Наведіть функціональну та структурну схеми комбінованої системи фазового автопідстроювання частоти та проаналізуйте її роботу.
15. Для чого в системах РА використовуються системи автоматичного регулювання смуги пропускання?
16. Наведіть структурну схему системи автоматичного регулювання смуги пропускання радіоприймача.



17. Назвіть класифікаційні ознаки систем автоматичного настроювання контурів радіопередавача.

18. Проаналізуйте принцип роботи екстремальної системи автоматичного настроювання контурів з керуванням за збудженням.

19. Проаналізуйте принцип роботи екстремальної системи автоматичного настроювання контурів з неперервним незалежним пошуком з використанням похідної вихідної величини.

20. Проаналізуйте принцип роботи екстремальної системи автоматичного настроювання контурів з запам'ятовуванням екстремуму.

21. Проаналізуйте принцип роботи екстремальної системи автоматичного настроювання контурів з параметричною модуляцією.

22. Проаналізуйте принцип роботи крокової екстремальної системи автоматичного настроювання контурів з сталими абсолютною величиною та тривалістю кроку.

23. Проаналізуйте принцип роботи крокової екстремальної системи автоматичного настроювання контурів з сталою тривалістю та різною абсолютною величиною кроку.

24. Назвіть особливості режиму роботи системи автоматичного настроювання контурів зі стабілізацією фази сигналу.

25. Проаналізуйте принцип роботи системи автоматичного настроювання контурів з пасивним настроюванням.

26. Охарактеризуйте призначення систем автоматичного настроювання узгоджувальних пристроїв.

27. Проаналізуйте принцип роботи екстремальної системи настроювання узгоджувальних пристроїв з параметричною модуляцією.

28. Для чого в системах радіоавтоматики використовуються системи фазового автопідстроювання?

29. В чому полягає різниця між електромеханічними та електронними системами фазового автопідстроювання?

30. Проаналізуйте основні похибки електронної розімкненої системи фазового автопідстроювання.



СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Айзерман М.А. Лекции по теории автоматического регулирования. – М.: Государственное издательство физико–математической литературы, 1958. – 520 с.
2. Анализ и синтез систем автоматического управления//Под ред. Б.Н.Петрова. – М.: Наука, 1968. – 405 с.
3. Ахметжанов А.А. Синхронно–следящие системы повышенной точности. – М.: Государственное научно–техническое издательство “Оборонгиз”, 1962. – 213 с.
4. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975. – 476 с.
5. Бесекерский В.А., Небылов А.В. Робастные системы автоматического управления. – М.: Наука, 1975. – 293 с.
6. Борисов Ю.П. Математическое моделирование радиосистем. – М.: Советское радио, 1976. – 261 с.
7. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: Пер. с англ.//Под ред. В.И.Тихонова. Т.1. – М.: Советское радио, 1972. – 301 с.
8. Ворон А.А., Титов В.К., Новогранов Б.Н. Основы теории автоматического регулирования и управления. – М.: Высшая школа, 1977. – 326 с.
9. Воронов А.А. Основы теории автоматического управления. Особые линейные и нелинейные системы. – М.: Энергоиздат, 1981. – 304 с.
10. Высокоточные угловые измерения//Д.А.Аникст, К.М.Константинович, И.В.Меськин и другие; Под ред. Ю.Г.Якушенкова. – М.: Машиностроение, 1987. – 480 с.
11. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
12. Гостев В.И., Гусовский С.В. Корректирующие устройства автоматики на несущей переменного тока: Справочник. – К.: Техніка, 1981. – 208 с.
13. Заде А., Дезоер Ч. Теория линейных систем: Перевод с английского. – М.: Наука, 1970. – 703 с.
14. Зайцев Г.Ф., Костюк В.И., Чинаев П.И. Основы автоматического управления и регулирования. – К.: Техніка, 1977. – 472 с.
15. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности. – К.: Техніка, 1988. – 208 с.
16. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 432 с.
17. Иванов А.А. Справочник по электротехнике. – К.: Высшая школа,



1984. – 304 с.

18. Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. – М.: Машиностроение, 1978. – 736 с.
19. Ионов Ю.А. Фазовая автоматическая настройка радиопередатчиков. – Л.: Издательство Ленинградского университета, 1976. – 208 с.
20. Каганов В.И. Системы автоматического регулирования в радиопередатчиках. – М.: Связь, 1969. – 232 с.
21. Коновалов Г.Ф. Радиоавтоматика. – М.: Высшая школа, 1990. – 335 с.
22. Кривицкий Б.Х. Автоматические системы радиотехнических устройств. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 189 с.
23. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении: Перевод с английского//Под ред. Ю.Н.Бакаева, М.В.Капанова. – М.: Советское радио, 1978. – 598 с.
24. Метрология, стандартизация и измерения в технике связи//Б.П.Хромой, А.В.Кандинов, А.Л.Сенявский и другие; Под ред. Б.П.Хромого. – М.: Радио и связь, 1986. – 424 с.
25. Нетушил А.В., Пастернак Е.Б., Балтрушевич А.В. и др. Теория автоматического управления. – М.: Высшая школа, 1972. – 430 с.
26. Основы автоматического регулирования и управления//Под ред. В.М.Пономарёва и А.И.Литвинова. – М.: Высшая школа, 1974. – 283 с.
27. Первачёв С.В. Радиоавтоматика. – М.: Радио и связь, 1982. – 296 с.
28. Первачёв С.В., Валуев А.А., Чиликин В.М. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. – М.: Советское радио, 1973. – 259 с.
29. Попков С.Л. Следящие системы. – М.: Высшая школа, 1963. – 304 с.
30. Радиоавтоматика//Под ред. В.А.Бесекерского. – М.: Высшая школа, 1985. – 271 с.
31. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления//Под ред. В.А.Бесекерского. – М.: Наука, 1978. – 242 с.
32. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и её применение в связи и управлении: Перевод с англ.//Под ред. Б.Р.Левина. – М.: Связь, 1976. – 289 с.
33. Сиберт У.М. Цепи, сигналы, системы: В 2-х ч. Ч.1: Перевод с английского. – М.: Мир, 1988. – 336 с.
34. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации// В.В.Шахгильдян, А.А.Ляховкин, В.Л.Карякин и др.; Под. ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989. – 320 с.
35. Солодов А.В. Линейные системы автоматического управления с переменными параметрами. – М.: Физматгиз, 1960. – 192 с.



36. Солодовников В.В., Семёнов В.В. Спектральная теория нестационарных систем управления. – М.: Наука, 1974. – 335 с.
37. Солодовников В.В., Дмитриев А.Н., Егупов Н.Д. Спектральные методы расчёта и проектирования систем управления. – М.: Машиностроение, 1986. – 440 с.
38. Справочник по радиоавтоматике//Т.В.Бурсова, Н.В.Градобоева, Н.В.Захарченко и др.; Под ред. В.К.Стеклова. – К.: Техніка, 1992. – 246 с.
39. Справочник по радиоэлектронике: В 3 т.//Под. ред. А.А.Куликовского. – М.: Энергия, 1970. – Т.3. – 814 с.
40. Справочник по радиоэлектронным системам//Под ред. Б.Х.Кривицкого. – М.: Энергия, 1979. – 352 с.
41. Справочник по средствам автоматизации//Под ред. В.Э.Низэ и И.В.Антика. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 504 с.
42. Теоретические основы радиолокации//Под ред. В.Е.Дулевича. – М.: Советское радио, 1978. – 536 с.
43. Теория автоматического управления//Под ред. А.В.Нетушила. Ч.1. – М.: Высшая школа, 1967. – 312 с.
44. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Кн.3. Ч.1//Под ред. В.В.Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1969. – 607 с.
45. Топчиев Ю.И., Цыпляков А.П. Задачник по теории автоматического регулирования. – М.: Машиностроение, 1977. – 592 с.
46. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Кн 1÷3//Под ред. В.В.Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1976. – 652 с.
47. Царенко В.Т., Имшенецкий В.В., Борисов М.М. Автоматические устройства СВЧ. – К.: Техніка, 1983. – 152 с.
48. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1972. – 560 с.
49. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972. – 337 с.
50. Щербаков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. – К.: Техніка, 1983. – 213 с.
51. Шляндин В.М. Основы автоматизации. – М.: Государственное энергетическое издательство, 1958. – 592 с.
52. Рудик А.В. Радіоавтоматика. Частина 1. Лінійні системи радіоавтоматики: Навчальний посібник. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2001. – 158 с.



Національний університет
водного господарства
та природокористування

Навчальне видання

РУДИК А. В.

БАРАНОВСЬКИЙ І. В.

РАДІОАВТОМАТИКА

Частина 2

НЕЛІНІЙНІ СИСТЕМИ РАДІОАВТОМАТИКИ

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено авторами

Редактор С. А. Малішевська

Підписано до друку 05.11.2001 р.

Формат 29.7x42 $\frac{1}{4}$ Гарнітура Times New Roman

Друк різнографічний Ум. друк. арк. 9.76

Наклад 75 прим.

Зам. № 2002-015

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно–видавничому центрі
Вінницького державного технічного університету
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ, ГАК, 9-й поверх
Тел. (0432) 44-01-59